re

radioelektronik

7-8 '80

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Radioelektronik



LIPIEC-SIERPIEŃ 1980 ● ROCZNIK XXXI (19–20)

7-8 '80

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA
WYDAWNICTWO



SIGMA
CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH
ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skr. poczt. 1004

Adres Redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** mgr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Janusz Rezler, inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował Witold Rębkowski
Artykułów nie zamówionych Redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch" – Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul Towarowa 28, 00-958, konto: NBP XV O.W-wa nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleceń Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34.
Za treść ogłoszeń Redakcja nie odpowiada.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 3738/CD. Nakład 80000 egz. O-54. Ark. druk. 6. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 16. Numer zamknięto 4.VII.1980 r.

■ W dniach 17–19 września br. odbędzie się we Wrocławiu V Międzynarodowe Sympozjum nt. „Kompatybilność elektromagnetyczna", zorganizowane pod patronatem Ministerstwa Łączności i pod auspicjami Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk, przy współpracy międzynarodowych organizacji: IEC, IEEE i CISPR. W czasie Sympozjum wygłoszonych będzie ponad 100 referatów dotyczących propagacji fal radiowych, zakłóceń radioelektrycznych, metod ekranowania radioelektrycznego. Referaty wygłoszone będą przez czołowych światowych fachowców w tych dziedzinach z ZSRR, USA, Japonii, Anglii, Francji, RFN, Włoch i Polski. W tym czasie zorganizowana będzie również wystawa sprzętu pomiarowego około 15 firm, m.in. firmy Hewlett-Packard, Belling Lee, Schlumberger, Watanabe Instr.

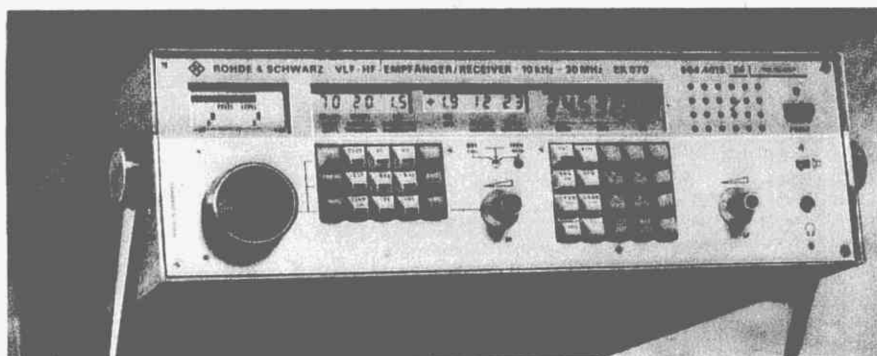
■ Wyniki Światowej Administracyjnej Konferencji Radiowej (WARC 79 Genewa) odzwierciedlają m.in. potrzeby krajów rozwijających się oraz regulują stosowanie w najbliższych latach nowych sposobów wykorzystywania fal radiowych, jak np. satelitów do przesyłania na Ziemię energii elektrycznej przetworzonej z promieniowania słonecznego, satelitarnych służb radionawigacyjnych itp. Dla opracowania konkrentych przydziałów częstotliwości w trzech rejonach świata zorganizuje się w ciągu najbliższych 10 lat 6 konferencji regionalnych i 3 konferencje światowe.
Na konferencji w Genewie zwiększyła się rola i znaczenie Komitetów Doradczych CCIR (łączność radiowa) oraz CCITT (telefon, telegraf), które zobowiązano do przygotowania technicznych materiałów dla wszystkich wymienionych wyżej konferencji.

■ W marcu br. odbyła się w Tokio Światowa Konferencja Unii Radiowotelewizyjnych przy udziale 125 delegatów z 40 krajów. Konferencja uchwaliła m.in. rezolucję domagającą się obniżenia taryfy dla dzienników oraz informacji sportowych. Żądano również specjalnie niskiej taryfy dla przesyłania informacji do krajów rozwijających się. Obecnie taryfy te wynoszą około 500 dolarów w USA do 1000 dol. w innych krajach za 10-minutową transmisję.

■ W Hongkongu działa ponad 1000 przedsiębiorstw produkujących urządzenia elektroniczne dysponując około 90 000 pracowników. Głównymi produktami są zegarki z odczytem cyfrowym (LCD i LED), zegarki z odczytem analogowym, kalkulatory kieszonkowe i stołowe z drukarkami, odbiorniki telewizyjne, odbiorniki radiowe i magnetofony oraz duży wybór układów scalonych. W 1979 r. produkcja zegarków osiągnęła 25% światowej produkcji. Eksportowano 73 mln zegarków, w tym 43 mln zegarków cyfrowych. Głównymi odbiorcami tej produkcji, wyrażającej się sumą około 10 mld dolarów HK są: USA – 3,5 mld, RFN – 1,4 mld, Anglia – 1 mld dol. HK.

■ Firma Allen Bradley Electer. Div (USA) produkuje oporniki do wartości 1 teraoma ($10^{12}\Omega$), o wielkości standardowych oporników 1/8 do 1/2 W. Są one wykonywane o tolerancjach 10, 20 i 30%. Oporniki o tolerancji 5% są produkowane do wartości 1000 MΩ.

■ Interesujący model odbiornika typ EK 070 na zakres od 10 kHz do 30 MHz opracowała firma Rohde Schwarz (fot. niżej). Oprócz bardzo dobrych parametrów (czułości, selektywności) odbiornik może być również zdalnie sterowany, zaś strojenie odbywa się za pomocą syntezera co 10, 100 lub 1000 Hz w całym pasmie od 10 kHz do 30 MHz. Regulacja wstęgi (skokowa) obejmuje 8 nastawianych szerokości odbieranego pasma od 150 Hz do 12 kHz. W odbiorniku



jest wbudowana pamięć, która w razie przerwy w sieci zasilającej może zapamiętać do 30 danych, dotyczących wszystkich nastawień odbiornika, jak: częstotliwość, szerokość wstęgi, rodzaj odbieranej emisji.
A oto charakterystyczne parametry odbiornika.
Zakres częstotliwości: 0,01...30 MHz
Najmniejsze przestrojenie: 10 Hz
Błąd częstotliwości: $3 \cdot 10^{-8}$ na dobę
Czułość: 0,7 µV (przy S/N 20 dB)
Osiem regulowanych pasm: 150 Hz do 12 kHz
Rodzaje emisji: A1, A2, A3A, A3B, A3H, A3, F1
Demodulator F1: 0...100 Bd

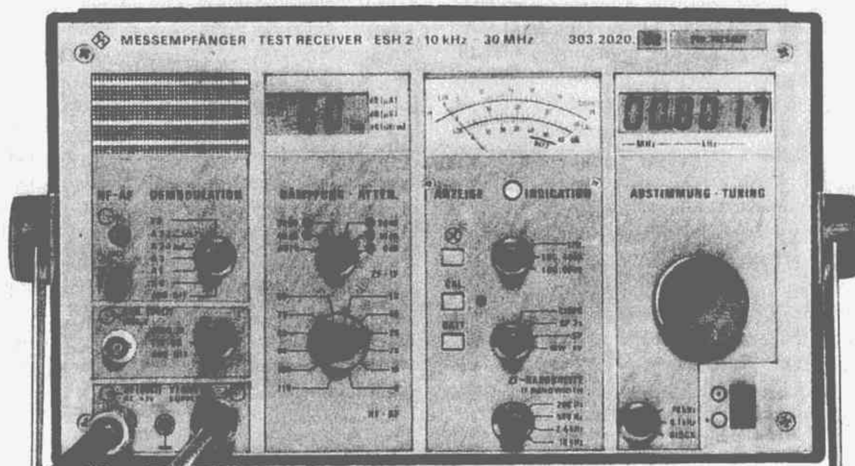
■ Drugim interesującym modelem tej firmy jest odbiornik pomiarowy typ ESH-2, który przy użyciu wycechowanych anten może spełniać funkcję miernika natężenia pola (fot. niżej). A oto dane odbiornika.
Zakres częstotliwości: 10 Hz do 30 MHz
Zakres pomiarów napięć: 30 dB do 137 dB (µV)
Błąd pomiaru: ± 1dB
Zakres pomiarów natężenia pola: 3...140 dB (µV/m)

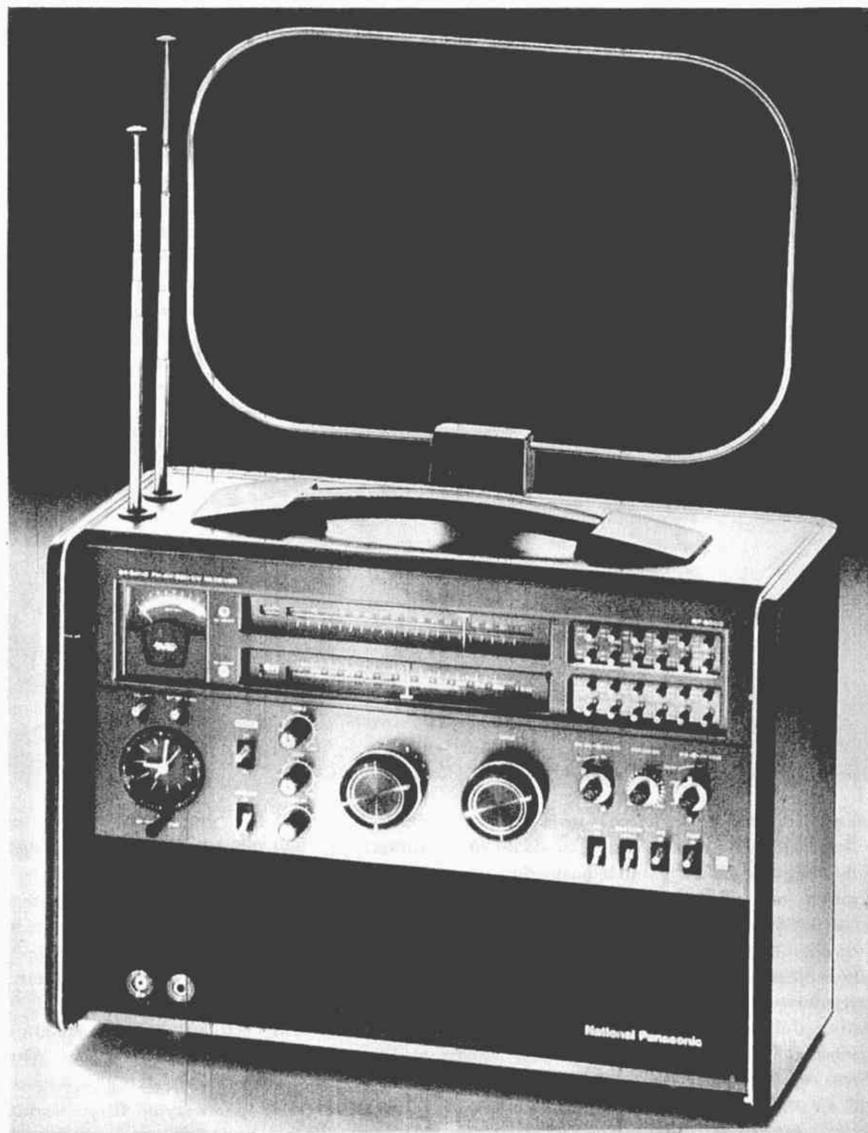
Odbiornik ma potrójną przemianę częstotliwości. Strojenie bez przełącznika zakresów w skokach co 10 Hz lub 10 kHz.

■ Kamery dla telewizji użytkowej, zawierające półprzewodnikowy system analizujący (CCD) w miejsce widikonu, mają masę już tylko 660 g razem ze standardowym obiektywem i pobierają moc około 3 W. Wymiary kamery wynoszą 64 × 85 × 148 mm. Sama płytka analizująca jest montowana na „czipie" o wymiarach 13,6 × 10,3 mm. Rozdzielczość tej kamery produkowanej przez japońską firmę Matsushita El. wynosi 350 linii.

■ Zastosowanie robotów w przemyśle dzięki mikroelektronice zwiększa się bardzo szybko. W stosunku do pracujących obecnie w Europie 2400 sztuk, przewiduje się, że na koniec 1980 r. będzie już zainstalowanych około 20 000. Z obecnie pracujących, 80% robotów znajduje się w krajach skandynawskich, RFN i Włoszech.

■ Nowe klistrony telewizyjne firmy Varian o mocy wyjściowej 35 do 58 kW mają sprawność 40... 42% w zakresie do 780 MHz. Wzmocnienie klistronów dochodzi do 35 dB, zaś dla wysterowania pełnej mocy wyjściowej potrzeba tylko 10 W. Zwiększona o 10% sprawność w stosunku do poprzednich modeli umożliwia uzyskanie oszczędności rzędu 14 tys. dolarów rocznie w nadajniku zawierającym 2 klistrony 58 kW, w założeniu że nadajnik pracuje 18 godzin na dobę, a koszt energii elektrycznej wynosi 4 centy za kWh.





■ Amatorów-krótkofalowców zainteresuje model odbiornika National Panasonic RF-8000 (fot. wyżej) na 24 zakresy fal od 150 kHz do 230 MHz, w tym 12 krótkofalowych i 8 na fale metrowe (VHF). Czułość odbiornika wynosi na VHF 0,5...1 μV, na falach krótkich 0,2...0,4 μV, na falach długich 70 μV i na średnich 15 μV. Zasilanie 220 V lub 9 ogniw 1,5 V. Moc wyjściowa 5 W.

■ Lotnicza służba morska kontroli wybrzeża we Francji jest wyposażona w specjalistyczne radary i urządzenia firmy Thomson-CSF, które umożliwiają wykrywanie z samolotu śladów ropy naftowej na morzu oraz innych szkodliwych dla rybołóstwa płynów (radar VARAN). Poza tym samoloty te mają również radar do śledzenia rakiet oraz urządzenie do wykrywania szumów emitowanych przez łodzie podwodne.

■ Firma Racal zademonstrowała system radarowy alarmujący pasażerów samochodu opancerzonego lub podobnych pojazdów, że są ostrzeliwani. Zasięg radaru obejmuje obszar zaczynając już od odległości 6 m od pojazdu. Radar ten, w cenie około 6000 funtów, może uruchamiać sygnał alarmowy wewnątrz wozu, jak również powodować wysłanie alarmu drogą radiową do bazy.

■ Superstacja telewizyjna TELE-LUXEMBURG nadaje trzema nadajnikami o mocy promieniowanej 1000 kW w kanale 27 w systemie PAL, oraz w kanałach 7 i 21 w systmie SECAM i monochromatycznym. Stacja ta pokrywa zasięgiem północno-wschodnie obszary Francji, Belgię, tereny nadreńskie RFN oraz Luksemburg. Przewiduje się również w przyszłości nadawanie programów satelitarnych do bezpośredniego odbioru na pięciu kanałach. Nadawane programy obejmą ludność mówiącą językiem francuskim, niemieckim oraz holenderskim około 25 mln mieszkańców. Należy podkreślić, że Radio Luksemburg jest międzynarodową stacją komercyjną i utrzymuje się z reklam.

■ Radiotelevision Espanola w związku z organizacją Mistrzostw Świata Piłki Nożnej w 1982 r. przewiduje rozbudowę ośrodków studyjnych w Madrycie i Barcelonie oraz budowę 6 nowych ośrodków w innych rejonach kraju. Przewiduje się zakup 12 wozów transmisyjnych 4- do 5-kamerowych oraz 12 mniejszych wozów 2- i 3-kamerowych. Planowane wydatki na ten cel wyniosą około 10 mld pesetów (250 mln franków szwajc).

■ Firma C.N. Rood B.V. (Holandia) opracowała urządzenie umożliwiające przesyłanie programu radiofonicznego przez dwa normalne łącza telefoniczne (400...2850 Hz). Urządzenie to jest przeznaczone dla transmisji z miejscowości, do których nie dochodzi specjalne łącze radiofoniczne. Po stronie nadawczej pasmo 50...5950 Hz dzieli się na dwie części, przy czym dla dolnych częstotliwości (50 Hz) dodaje się 350 Hz dla przesunięcia częstotliwości w górę oraz odejmuje się 2100 od górnej. Po stronie odbiorczej oba pasma sprowadza się do pierwotnego o szerokości 50...5950 Hz. Uzyskuje się stosunek sygnał/szum większy od 60 dB, zaś zniekształcenia mniejsze od 0,5%.

■ W USA opracowano ostatnio interesującą antenę krótkofalową, przeznaczoną do zainstalowania na dachu i wykorzystywaną przede wszystkim w budynkach ambasad. Antena ma kształt połowy dziesięcioboku, a jej wymiary zewnętrzne wynoszą: wysokość 1 m, szerokość 1,9 m. W środku anteny (u góry) wmontowany jest kondensator zmienny strojony automatycznie silnikiem za pomocą mikroprocesora zainstalowanego w nadajniku. W ten sposób antena ta w pasmie 3...18 MHz przedstawia dla nadajnika zawsze impedancję 50Ω, zaś przestrojenie anteny na dowolną częstotliwość w całym pasmie trwa około 15 sekund.

■ Na czternastej telewizyjnej konferencji Stowarzyszenia Inżynierów Filmu i Telewizji (SMPTE) w Toronto (luty 1980 r.) stwierdzono, że w latach 1980 będzie się rozwijać telewizja oparta na technice cyfrowej. Czynnikiem korzystnym dla rozwoju tej techniki jest fakt, że zarówno cyfrowe sygnały wizyjne jak i foniczne mogą być przesyłane nawet na dalekie odległości bez zniekształceń. Kluczowym jednak zagadnieniem dla wprowadzenia techniki cyfrowej w telewizji programowej jest opracowanie praktycznego magnetowidu z zapisem cyfrowym. Magnetowid taki powinien być również przystosowany w przyszłości do zapisu telewizji o dużej rozdzielczości (1000...1500 linii). Nie bez znaczenia jest tu standaryzacja rozwiązania nadającego się do wszystkich stosowanych obecnie systemów kolorowych. Przewidywana szerokość pasma zapisu wyniesie od 14,3 do 20 MHz w przyszłości (dla 1500 linii). Oczekuje się, że model produkcyjny takiego magnetowidu pojawi się w 1983 r., zaś kompletne wyposażenie dla studia w technice cyfrowej w 1989 r.



■ Firma Hewlett-Packard skonstruowała do szybkiego odczytu oznaczeń kodowanych specjalną sondę (fot. wyżej) złożoną z diody świecącej, detektora i układu elektronicznego. Taki system kodu w formie prążków o różnych grubościach i odstępach jest już powszechnie stosowany na zachodzie w domach towarowych dla określenia rodzaju towaru i jego ceny.

TOMASZ BOGDAN

NOWOCZESNE ROZWIĄZANIA TUNERÓW Hi-Fi

Mówiąc o tunerach Hi-Fi musimy zdawać sobie sprawę, że termin ten dotyczy jedynie urządzeń pracujących z modulacją częstotliwości. Tylko ten rodzaj modulacji zapewnia właściwą jakość dźwięku; spotykane w wielu urządzeniach inne zakresy fal są kompromisem komercyjnym, z terminem Hi-Fi nie mającym nic wspólnego.

Tuner FM jest to część toru elektroakustycznego zawartego między zaciskami antenowymi a wyjściem stereodekodera. Stąd wynika podział, ważny dla dalszych rozważań, na podstawowe bloki układu: głowicę FM UKF, wzmacniacz pośredniej częstotliwości wraz z detektorem, dekoder stereofoniczny i wreszcie wszelkie układy „pomocnicze". Cudzysłów jest w tym miejscu jak najbardziej uzasadniony, bowiem układy pomocnicze stanowią coraz bardziej znaczącą (ilościowo i cenowo) część urządzenia. Stąd bierze się ważne rozróżnienie na podstawowy tor wzmocnienia i detekcji, charakteryzowany głównie przez wartość parametrów elektrycznych, oraz na układy dodatkowe, określające walory użytkowe i rodzaj funkcji spełnianych przez urządzenie.

Tunery, podobnie jak pozostałe komponenty zestawów elektroakustycznych, ulegają ciągłej ewolucji. Rozpatrzenie kolejnych etapów rozwoju, umownie wyznaczonych zmianami rodzaju podzespołów aktywnych, prowadzi do interesujących wniosków. Wymiana np. tranzystorów na układy scalone odbyła się w relacji niemal 1:1. I tak, typowy tuner wczesnych lat siedemdziesiątych zawierał tyle tranzystorów, ile układów scalonych zawiera współczesny, dobry tuner Hi-Fi. Ta rozbudowa układów wynika z dwóch przyczyn.

Wskutek coraz trudniejszej sytuacji „w eterze" i w obliczu wciąż wzrastających wymagań jakościowych konstruktor staje wobec rosnącej ilości i znaczenia koniecznych do spełnienia wymagań. To zjawisko dotyczy głównie toru podstawowego. Ostatnio natomiast niezwykle wzmógł się nacisk na doskonalenie walorów użytkowych i funkcji spełnianych przez urządzenie. I ta tendencja stanowi o obliczu współczesnego tunera.

ROZWIĄZANIA TORU PODSTAWOWEGO

Na kierunki rozwoju toru podstawowego mają wpływ trzy główne czynniki. Pierwszy, to pogarszające się warunki odbioru: wzrost liczby stacji, powiększanie ich mocy, wreszcie wzrost ogólnego poziomu „zaśmiecenia" radioelektronicznego. Ma on bezpośredni wpływ na takie parametry, jak: selektywność, czułość, odporność na duży sygnał wejściowy, parametry intermodulacyjne i szumowe.

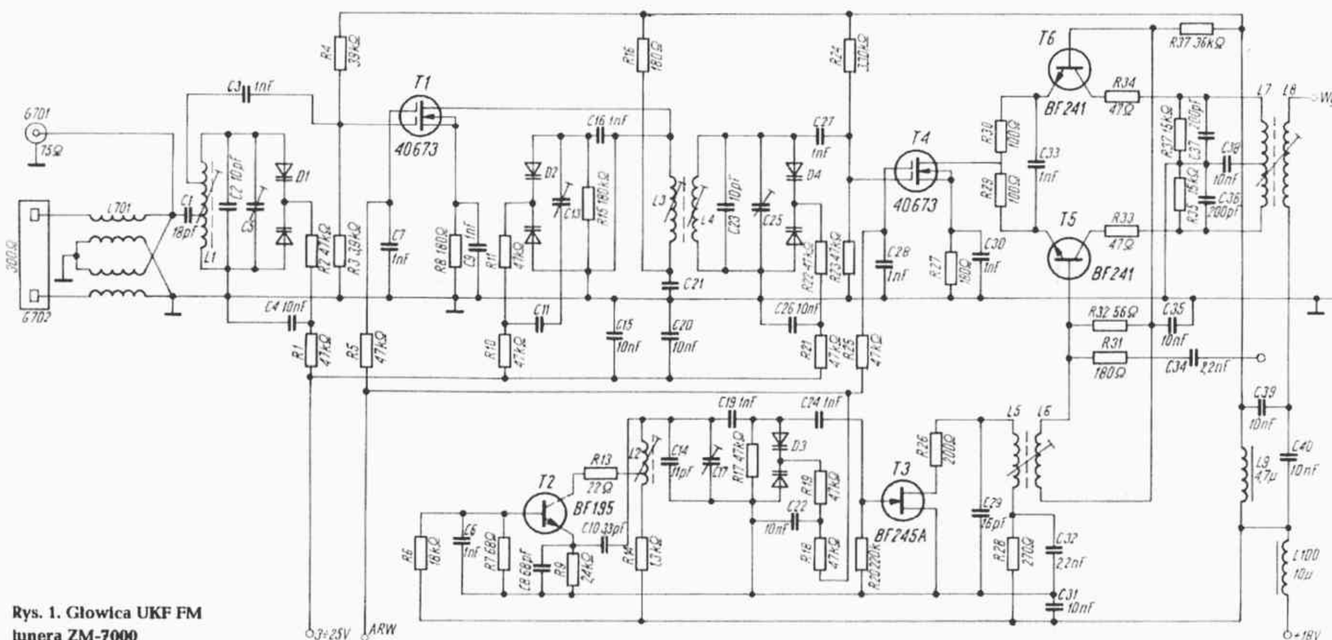
Drugim czynnikiem jest wzrost wymagań w stosunku do parametrów elektrycznych, mających bezpośredni wpływ na jakość dźwięku, a mianowicie: zniekształceń liniowych (pasmo przenoszenia), poziomu zniekształceń nieliniowych i fazowych, stosunku sygnał/zakłócenie, tłumienia przesłuchów stereofonicznych.

Czynnik trzeci, to rozwój technologii półprzewodnikowej, umożliwiający spełnienie założonych funkcji coraz taniej przy zwiększonej niezawodności i zmniejszonej pracochłonności i materiałochłonności wytwarzania oraz strojenia sprzętu.

Głowica UKF-FM

Podstawowe funkcje współczesnej głowicy UKF nie zmieniły się. Jest to wstępne wzmocnienie i wydzielenie pożądanego sygnału z sygnałów przechodzących z anteny, a następnie poddanie go procesowi przemiany częstotliwości. W jej wyniku uzyskuje się sygnał pośredniej częstotliwości około 10,7 MHz. Głowica powinna zapewniać odpowiednio duże wzmocnienie, odpowiednio przy tym rozłożone, tak aby szumy własne głowicy były dostatecznie małe, bowiem od nich w dużej mierze zależy czułość odbiornika. Do tych wymagań dołączyły się następne, nie mniej istotne, a mianowicie: odporność na duży sygnał, odporność na wszelkie szkodliwe modulacje, mały poziom zakłóceń własnych. Te wszystkie czynniki stanowią o współczesnej głowicy.

Przykładem konstrukcji spełniającej wszelkie te wymagania jest głowica zastosowana w tunerze zestawu muzyczne-



Rys. 1. Głowica UKF FM tunera ZM-7000

go ZM-7000 opracowanego w OBRESPU (rys. 1). Zastosowano w niej zarówno nowoczesne podzespoły (niskoszumne i odporne na szkodliwe modulacje tetrody polowe BF900), jak i rozwiązania układowe zmniejszające wpływ silnych sygnałów (automatyczną regulację wzmocnienia w bramce drugiej wzmacniacza w.cz., mieszacz zrównoważony oraz separator między heterodyną i mieszaczem).

Wzmacniacz pośr. cz.

Współczesne wzmacniacze pośr. cz. są realizowane niemal powszechnie w oparciu o scalone układy szerokopasmowych wzmacniaczy-ograniczników z demodulatorem kwadraturowym. O selektywności toru decydują przede wszystkim monolityczne filtry ceramiczne lub filtry hybrydowe (składające się z rezonatorów ceramicznych i konwencjonalnych obwodów LC).

Najnowsze rozwiązania filtrów monolitycznych, tzw. filtry z falą powierzchniową, cechujące się dużą selektywnością przy dobrych charakterystykach fazowych, umożliwiają prawie całkowitą eliminację elementów strojonych w torze decydującym o selektywności tunera. „Prawie całkowitą", gdyż prawie zawsze pozostaje strojony obwód LC między głowicą UKF a stopniem wzmacniającym, poprzedzającym filtr monolityczny. Natomiast powszechnie stosuje się strojone obwody detektora FM, najczęściej podwójne, związane z układem demodulatora kwadraturowego. Obwody te decydują o uzyskiwanych zniekształceniach sygnału m.cz. i pośrednio o tłumieniu przesłuchów stereofonicznych. Układ toru pośr. cz. tego typu był dokładniej opisany w nrze 12/79 „Re", natomiast na rys. 2 przedstawiono przykład realizacji, wzięty ze wspomnianego już tunera zestawu ZM-7000.

Scalone układy wzmacniaczy pośr. cz. realizują ponadto wiele funkcji dodatkowych, decydujących o walorach użytkowych. Regułą jest stosowanie układów automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW), częstotliwości (ARCz), sterowania wskaźnika natężenia sygnału w antenie, układów wyciszania. Te ostatnie zasługują na szczególną uwagę, gdyż umożliwiają wyciszenie toru przy zbyt małym sygnale przechodzącym do anteny oraz przy odstrojeniu od stacji. Umożliwia to uniknięcie przykrych efektów akustycznych występujących między stacjami (szumy) oraz przy odstrajaniu się od stacji (zniekształcenia). Regulowany poziom wyciszania umożliwia także eliminację zbyt słabych stacji.

Układ wzmacniacza pośr. cz. tunera ZM-7000 musiał być wzbogacony przez obwody detekcji odstrojenia, połączone z układem wskaźnika zera dyskryminatora. Konieczność ta wynikła stąd, iż krajowy układ scalony UL1200 nie miał ich wewnątrz swej struktury. Zastosowanie układów typu CA3189 czy HA1137 poważnie uprościłoby konstrukcję.

Stereodekoder

W nowych konstrukcjach tunerów spotyka się prawie wyłącznie stereodekodery pracujące z pętlą synchronizacji fazowej (PLL) dające znakomite parametry: minimalne zniekształcenia nieliniowe i intermodulacyjne oraz duże tłumienie przesłuchów międzykanałowych. Pętla synchronizacji zapewnia ponadto znaczną niewrażliwość tych parametrów na wpływ temperatury i czasu.

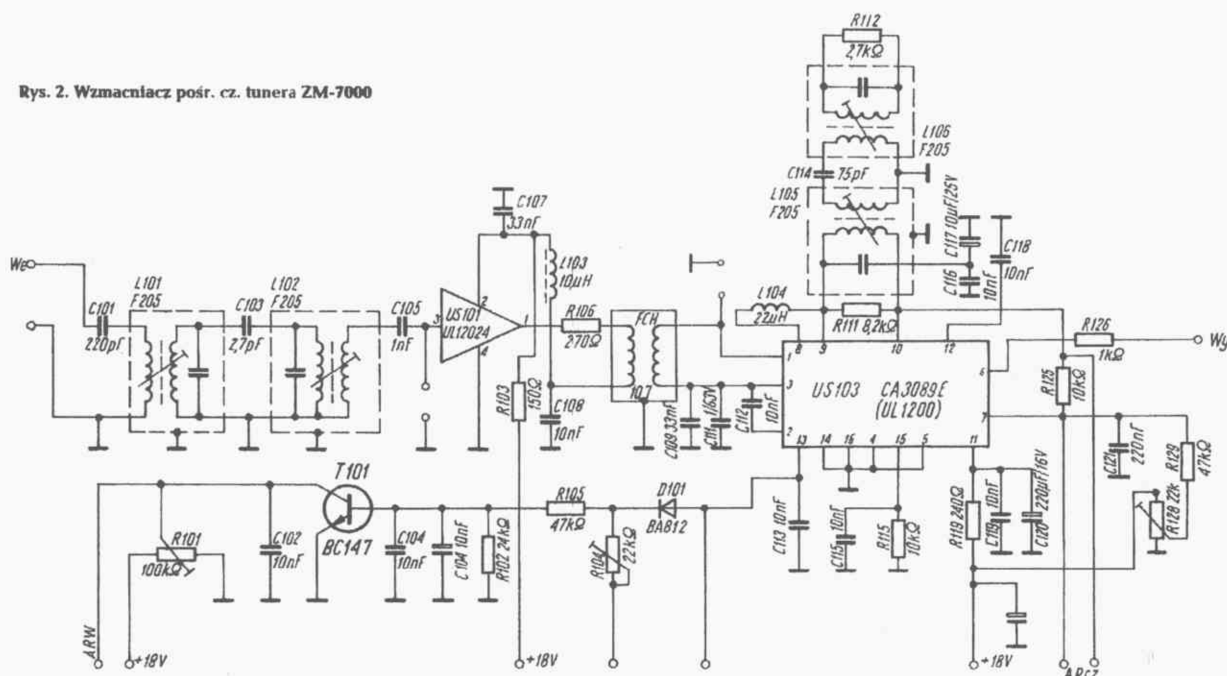
Nieodłączną częścią stereodekodera są filtry kanałowe eliminujące częstotliwości 19 i 38 kHz oraz zapewniające odpowiednią deemfazę.

Elementy LC, wchodzące w skład filtrów, coraz częściej zastępowane są elementami ceramicznymi lub filtrami z falą powierzchniową.

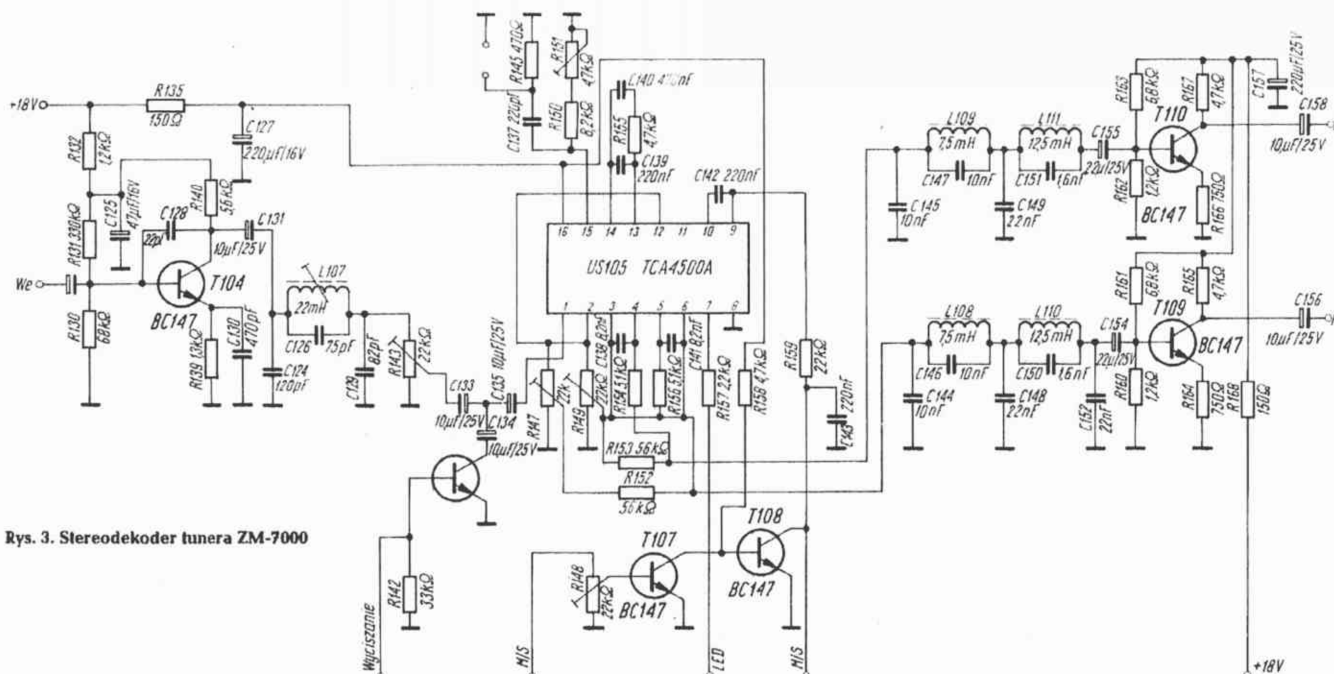
PODNOSZENIE WALORÓW FUNKCJONALNYCH

Wzrost komplikacji układowej tunerów jest nieproporcjonalnie duży w stosunku do poprawy parametrów uzyskiwanego z nich sygnału m.cz. Nowe rozwiązania układowe służą głównie ułatwieniom w obsłudze, przez co wzrasta atrakcyjność sprzętu. Należy do nich zaliczyć przede wszystkim:

- Ułatwienia w wyszukiwaniu stacji; należą do nich: układy wskaźników natężenia sygnału, wskaźniki dostrojenia (zera dyskryminatora), cyfrowe wskaźniki odbieranej częstotliwości oraz systemy automatycznego wyszukiwania stacji.
- Ułatwienia w wybieraniu uprzednio znalezionej stacji, tzw. pamięć. Tu gama rozwiązań jest szeroka. Należą do nich pamięci elektromechaniczne, pamięci elektroniczne z podtrzymaniem zawartości za pomocą zewnętrznego ogniwa, pamięci z podtrzymaniem samoczynnym. Wiele z nich wchodzi do następnej grupy systemów, a mianowicie:



Rys. 2. Wzmacniacz pośr. cz. tunera ZM-7000



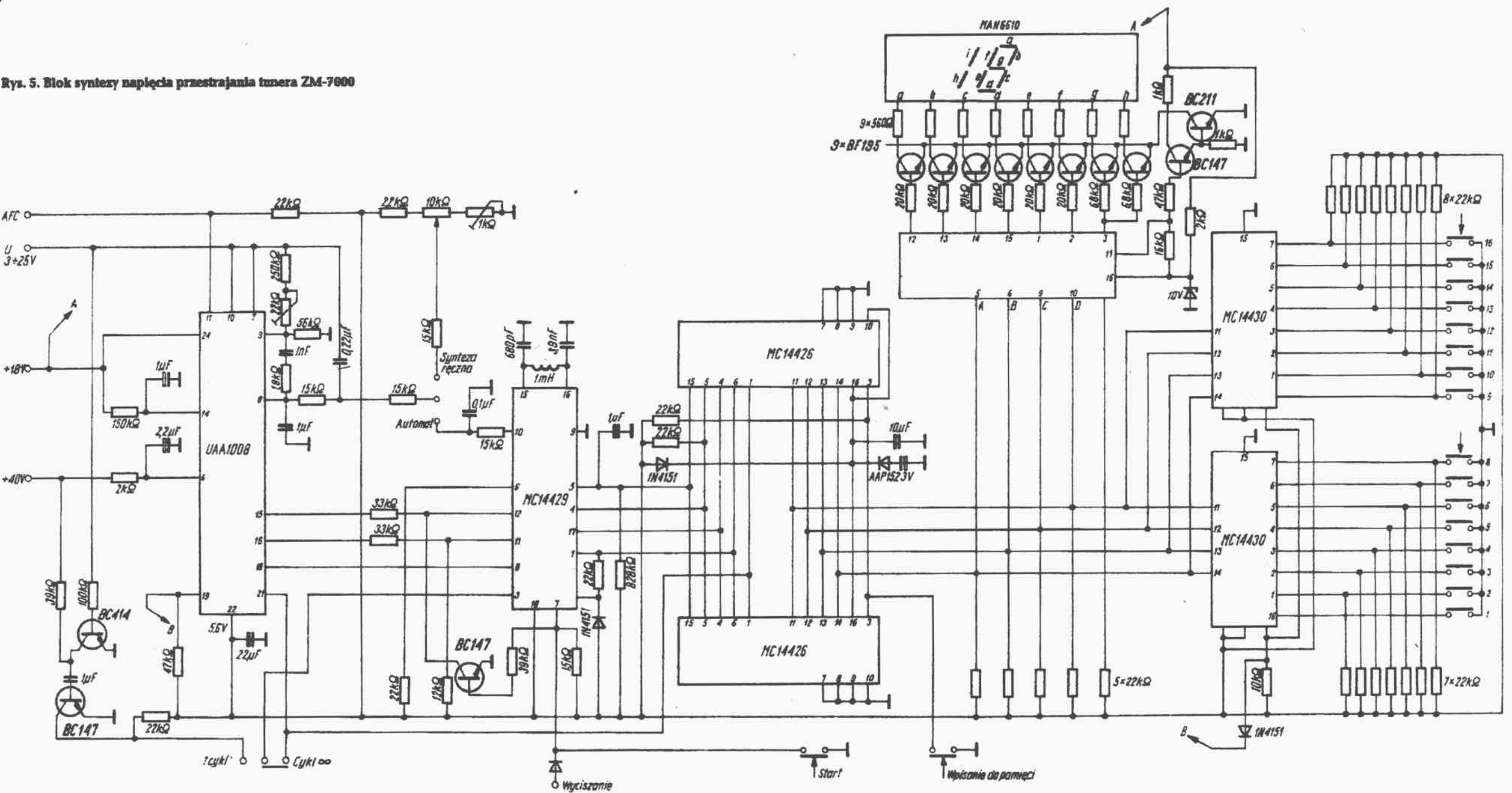
Rys. 3. Stereodekoder tunera ZM-7000

– Systemy poprawy dokładności dostrojenia i utrzymania go niezależnie od czynników zakłócających; są to przede wszystkim układy cyfrowej syntezy częstotliwości.

– Układy kształtowania jakości sygnału wyjściowego; są to wszelkie układy wyciszania, automatycznego przełączania mono-stereo, układy przełączania szerokości pasma pośr.cz. oraz zmiennej deemfazy, wreszcie systemy redukcji szumów. Wiele z wymienionych układów spotyka się w tunerach od dawna. Omówimy więc tylko te, które decydują o obliczu współczesnego sprzętu.

Cyfrowy wskaźnik częstotliwości ZM7000

Rys. 4. Blok cyfrowego odczytu częstotliwości zastosowany w tunerze ZM-7000



Rys. 5. Blok syntezy napięcia przestrajania tunera ZM-7000

Cyfrowe wskazania odbieranej częstotliwości

Nie trzeba bliżej uzasadniać, że wprowadzenie cyfrowych wskazań odbieranej częstotliwości, podobnie jak i większości omawianych tu układów stało się możliwe wówczas, gdy rozwój technologii układów scalonych spowodował obniżkę ceny w stopniu umożliwiającym ich zastosowanie w sprzęcie Hi-Fi, a więc w najdroższym, to jest dzięki układom scalonym wielkiej skali integracji (LSI). Pierwszym producentem była firma General Instrument ze swym układem AY-5--8100, która rozszerzyła następnie swą ofertę o kilka innych. Dołączyły do niej firmy europejskie i japońskie. Obecnie dostępnych jest co najmniej kilkanaście różnych układów scalonych, realizujących poza wskazaniem częstotliwości także inne funkcje, jak np. wskazanie numeru kanału w pasmie UKF lub aktualnego czasu.

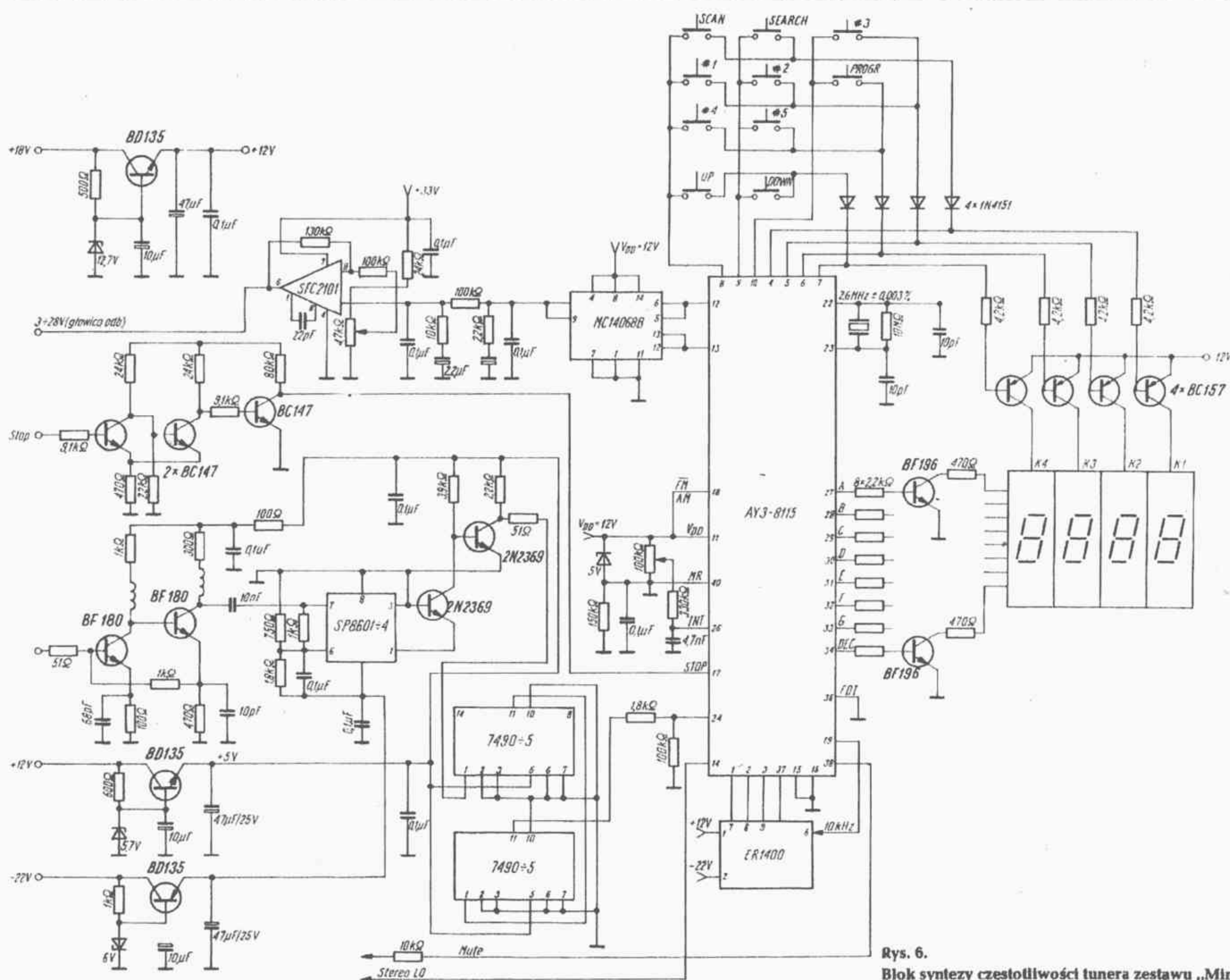
Układy cyfrowego wskazywania częstotliwości, niezwykle atrakcyjne jako swego rodzaju nowość, ułatwiające znalezienie stacji są jednak tylko półśrodkiem. Wskazania odbieranej częstotliwości następują w sposób pośredni, przez pomiar częstotliwości heterodyny głowicy UKF-FM i uwzględnienie (zwykle odjęcie) wartości pośredniej częstotliwości. Istnieje tu więc możliwość popełnienia błędu, wynikającego stąd, iż rzeczywista wartość pośredniej częstotliwości różni się od tej, która jest w stanie uwzględnić układ scalony. Drugim źródłem błędów jest dość mała (ze względu na konieczność „maskowania" krótkoterminowej niestabilności częstotliwości heterodyny) rozdzielczość wskazań, zwykle 100, a najwyżej 50 kHz. Stąd też układy wskazań cyfrowych częstotliwości umożliwiają znalezienie poszukiwanej stacji; dokładne dostrojenie wymaga zastosowania dodatkowych układów, np. wskaźnika zera dyskryminatora.

Niemniej cyfrowe wskazania odbieranej częstotliwości są niezwykle popularne. Interesujący system służący temu celowi zaprezentowała firma Philips. Zawiera on (rys. 4) dwa układy scalone: dzielnik wstępny o dużej czułości oraz właściwy układ procesora-licznika, przystosowanego do bezpośredniego sterowania półprzewodnikowych wskaźników siedmiosegmentowych.

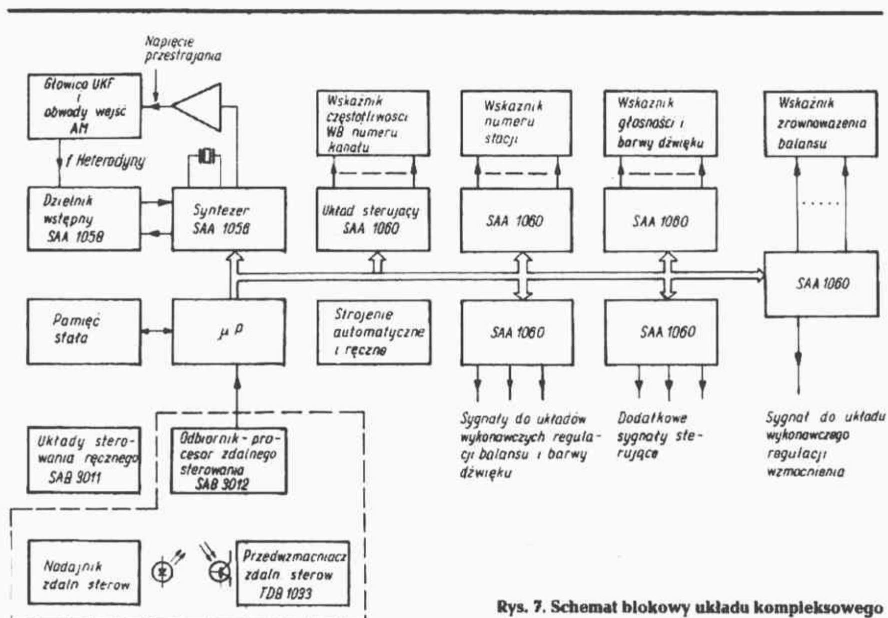
System umożliwia pomiar częstotliwości heterodyny w zakresie długo-, średnio-, krótko- i ultrakrótkofalowym z rozdzielczością odpowiednio 1, 1, 5 i 50 kHz. Ponadto wskazuje numer kanału na zakresie UKF (w zakresie 88...108 MHz, np. kanał oznaczony –3 odpowiada częstotliwości 87,8 MHz, 3 – 87,9 MHz, a + 3 – 88,0 MHz) oraz uwzględnia 25 różnych wartości pośredniej częstotliwości AM i 16 FM. Dla zmniejszenia możliwości zakłóceń zastosowano w nim interesującą metodę przełączania segmentów wskaźnika cyfrowego „w zerze" napięcia zasilającego (prostowanego dwupołówkowo bez filtracji). Ponadto, dla zamaskowania krótkoterminowego dryftu heterodyny zastosowano pięciokrotne porównanie kolejnych pomiarów; dopiero w przypadku braku różnicy między mini dokonywana jest ewentualna zmiana wskazań.

Układy syntezy napięcia przestrajania

Wprowadzenie układów syntezy napięcia przestrajania umożliwiło realizację



Rys. 6.
Blok syntezy częstotliwości tunera zestawu „Mini"



Rys. 7. Schemat blokowy układu kompleksowego sterowania urządzenia radioodbiorczego (Philips)

automatycznego przestrajania i wyszukiwania stacji oraz pamięci czysto elektronicznej. Układ, w uproszczeniu pełni funkcję potencjometru, z suwaka którego polaryzowane są diody pojemnościowe głowicy. Doprowadzane do układu sygnały identyfikacji prawidłowego dostrojenia zatrzymują „ruch" suwaka umożliwiając automatyczne zatrzymywanie się na kolejnych stacjach, a cyfrowa pamięć umożliwia zapamiętanie „położenia" suwaka. Ważny jest tu przymiotnik „cyfrowa", gdyż w stosunku do analogowych układów syntezy napięcia, znanych choćby z odbiornika samochodowego „Akropol", współczesne systemy są oparte na technice cyfrowej.

Klasycznym przykładem takiego systemu jest rozwiązanie firmy Motorola (rys. 5) składające się z siedmiu układów scalonych, kolejno od lewej: przetwornika cyfrowo-analogowego wraz z układami zatrzymywania, procesora cyfrowego, dwóch bloków pamięci (pamięć 8 × 14 bitów), wskaźnika numeru kanału pamięci wraz z dekoderem sterującym oraz dwóch układów kodowania przy wybieraniu jednego z szesnastu kanałów. System zapewnia możliwość przestrajania ręcznego lub automatycznego z zatrzymaniem na najbliższej stacji; dalsze przeszukiwanie (wciąż w jednym kierunku) wymaga zainicjowania przyciskiem „Start". Każda ze znalezionych stacji może być wpisana do pamięci, której zawartość jest podtrzymywana (przy braku zasilania z sieci) baterią 3 V.

Opisywany układ, podobnie jak większość tego typu systemów, jest przeznaczony w zasadzie do odbiornika TV; zastosowanie go w tunerach wymaga kłopotliwych zabiegów, przede wszystkim precyzyjnego zatrzymywania w punkcie optymalnego dostrojenia. W praktyce istnieje możliwość pogorszenia parametrów elektrycznych tunera. Dlatego też, układy syntezy napięcia przestrajania, choć dość rozpowszechnione, należy traktować jako etap przejściowy. Rozwiązanie najwłaściwsze, to układy cyfrowej syntezy częstotliwości.

Układy cyfrowej syntezy częstotliwości

Są one wciąż jeszcze drogie, lecz spełniają najlepiej założone funkcje.* Umożliwiają one optymalne dostrojenie się do odbieranej stacji i utrzymanie tego dostrojenia niezależnie od wszystkich czynników zakłócających: temperatury, czasu, wahań napięć zasilających. Warunkiem rozpowszechnienia się tych układów było oczywiście opanowanie technologii układów LSI. Obecnie wielu producentów półprzewodników oferuje systemy częstotliwości zawierające przeważnie jedynie dwa lub trzy układy scalone za cenę, która umożliwia ich zastosowanie w sprzęcie powszechnego użytku. Jednym z pierwszych wytwórców była wspomniana już firma General Instrument, której system „Stereomega" zastosowano w tunerze FM zestawu „Mini" opracowanego w OBRESPU. System ten zapewnia realizację następujących funkcji: automatycznego przeszukiwania zakresu z zatrzymaniem na kolejnej stacji na stałe (Search) lub na kilkanaście sekund (Scan), wybieranie tylko stacji stereo (Search Stereo – funkcja w tym układzie nie wykorzystana), ręczne przestrajanie w dół (Down) lub górę (Up) zakresu oraz możliwość zapamiętania pięciu stacji na każdym z dwu zakresów (UKF, śr.) w pamięci stałej typu EPROM (ER1400).

Układy syntezy częstotliwości coraz częściej bywają przystosowane do współpracy z mikroprocesorami. Rozwiązanie takie, którego przykład przedstawiono na rys. 7, zapewnia możliwość kompleksowego rozwiązania sterowania wszystkimi funkcjami tunera, przy czym tu sprawa zaczyna być dyskusyjna, bowiem liczba funkcji, jakie powinna spełniać automatyka najbardziej nawet rozbudowanego tunera, nie usprawiedliwia jeszcze użycia do tego celu mikroprocesora.

* * *

Trudno przewidywać kierunki rozwoju sprzętu elektronicznego powszechnego użytku na dłużej niż 4-5 lat. Przedstawione powyżej główne kierunki konstrukcji tunerów są przeglądem wybranych, istniejących rozwiązań. Można przypuszczać, że niektóre z nich są tymczasowe, jak np. cyfrowe wskazania odbieranej częstotliwości, czy synteza napięcia przestrajania; inne, takie jak cyfrowa synteza częstotliwości, mają szansę szerokiego rozwoju. Pojawiają się jednak tendencje, które mogą całkowicie zmienić podejście do sprzętu radioodbiorczego. Czynnikiem takim może być zarówno szerokie wprowadzenie mikroprocesorów jak i układów zdalnego sterowania. Wszechstronność spełnianych przez nie funkcji wskazuje na możliwość integracji rozdzielanych dotychczas komponentów zestawu elektroakustycznego. Pierwsze oznaki takich tendencji, to tzw. preamplitunery – urządzenia łączące funkcje tunera i kompletnego przedwzmacniacza, przystosowane do współpracy z kolumnami aktywnymi. Liczba funkcji takiego urządzenia sprawia, że uzasadnione staje się wykorzystanie w nim możliwości regulacyjnych mikroprocesora i uzasadnione wydaje się wprowadzenie zdalnej regulacji. Inną tendencją integracyjną jest łączenie, w dalszym ciągu osobnych urządzeń zestawu w jedną funkcjonalną całość, za pomocą procesora zdalnego sterowania i programowania czasowego. Tu już jednak coraz trudniej wydzielić jednoznacznie tuner.

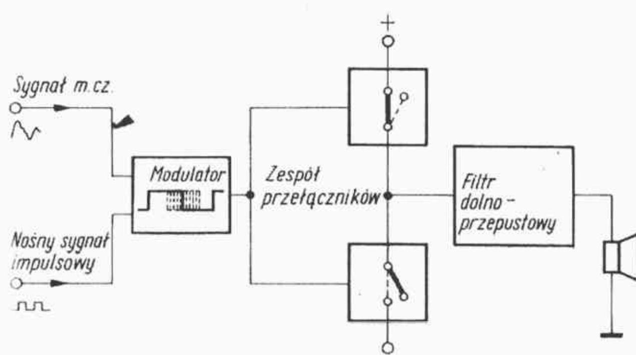
Patrz nr 4/80 „Re"

WZMACNIACZ M.CZ. Z MODULACJĄ IMPULSOWĄ

mgr inż. ANDRZEJ GIZICKI

Szybki rozwój technologii elementów półprzewodnikowych, głównie tranzystorów dużej mocy wykonywanych w technologii V-MOS, umożliwił coraz szersze stosowanie modulacji impulsowej przy realizacji wysokiej klasy wzmacniaczy m.cz. i innego sprzętu elektroakustycznego. Wzmacniacze z modulacją impulsową charakteryzują się tym, że stopień mocy pracuje w klasie D i sygnał wyjściowy jest w porównaniu z sygnałem wejściowym znacznie odkształcony. Ma on z reguły kształt fali prostokątnej.

W niniejszym artykule omówiono jeden z rodzajów modulacji impulsowej, a mianowicie: modulacja szerokości impulsów oznaczana PWM (ang. Pulse – Width Modulation).



Rys. 1. Schemat blokowy wzmacniacza TAN88

Modulacja szerokości impulsów polega na ściśle określonej, uzależnionej od amplitudy sygnału wejściowego (sygnał modulujący) zmianie wypełnienia fali prostokątnej o stałej wartości amplitudy. Zasada działania wzmacniacza mocy m.cz. pracującego w systemie PWM zostanie omówiona w oparciu o rozwiązania zastosowane przez firmę Sony w studyjnym wzmacniaczu TAN88. Schemat blokowy tego wzmacniacza przedstawiono na rys. 1.

Akustyczny sygnał m.cz. jest przetwarzany w układzie modulatora na sygnał impulsowy, będący falą prostokątną o zmiennym wypełnieniu. Czas trwania okresu tego sygnału pozostaje przez cały czas stały. Informacja o amplitudzie sygnału wejściowego jest zawarta we współczynniku wypełnienia sygnału impulsowego, który jest zdefiniowany w następujący sposób:

$$k = \frac{T_H}{T_O}$$

przy czym:

T_H – czas trwania poziomu wysokiego (długość impulsu),
T_O – czas trwania okresu.

Na rys. 2 przedstawiono 23 okresy sygnału impulsowego, zmodulowanego sygnałem sinusoidalnym. Jak widać, wypełnienie sygnału impulsowego zmienia się w rytm zmian sygnału modulującego w ten sposób, że dodatniej wartości sygnału modulującego odpowiada odpowiednie wydłużenie, a wartości ujemnej – skrócenie czasu trwania impulsu (poziomu wysokiego napięcia i prądu). Gdy sygnał modulujący przyjmuje wartość zerową, wypełnienie sygnału impulsowego jest równe wypełnieniu podstawowemu. Zakładając, że częstotliwość nośnego sygnału impulsowego jest dużo większa od górnej częstotliwości sygnału modulującego, można wyprowadzić zależność między wypełnieniem zmodulowanego sygnału impulsowego w poszczególnych okresach a wartością chwilową amplitudy sygnału modulującego. Zależność ta ma postać:

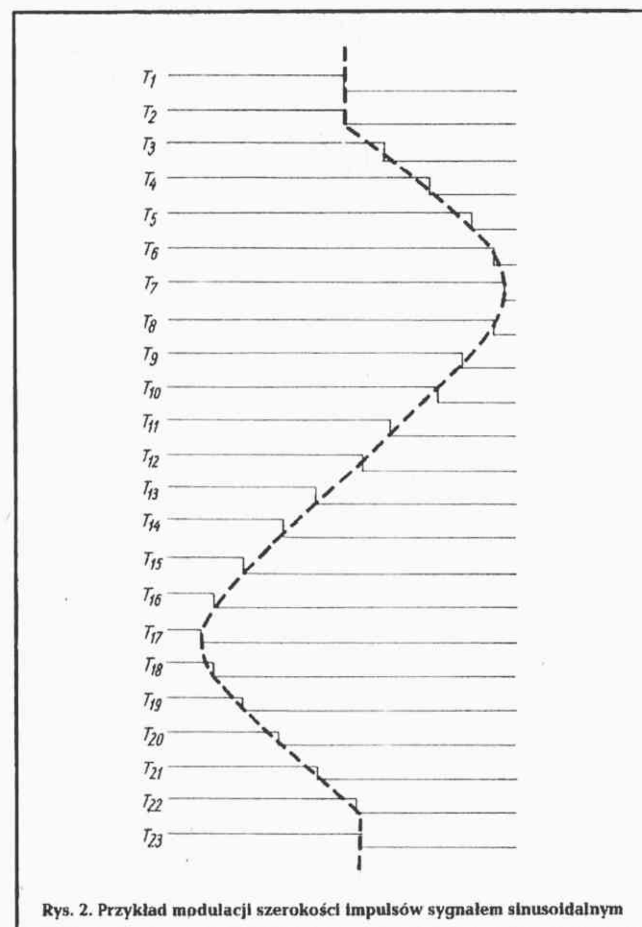
$$k(T_n) = k_o A(T_n)$$

w której:

n – liczba naturalna; numer kolejnego okresu sygnału cyfrowego,
$k(T_n)$ – wartość współczynnika wypełnienia sygnału impulsowego w n-tym okresie,
k_o – wartość współczynnika wypełnienia podstawowego (nośnego) sygnału impulsowego równa najczęściej $k_o = 0,5$,
$A(T_n)$ – wartość chwilowa amplitudy sygnału modulującego w czasie n-tego okresu sygnału.

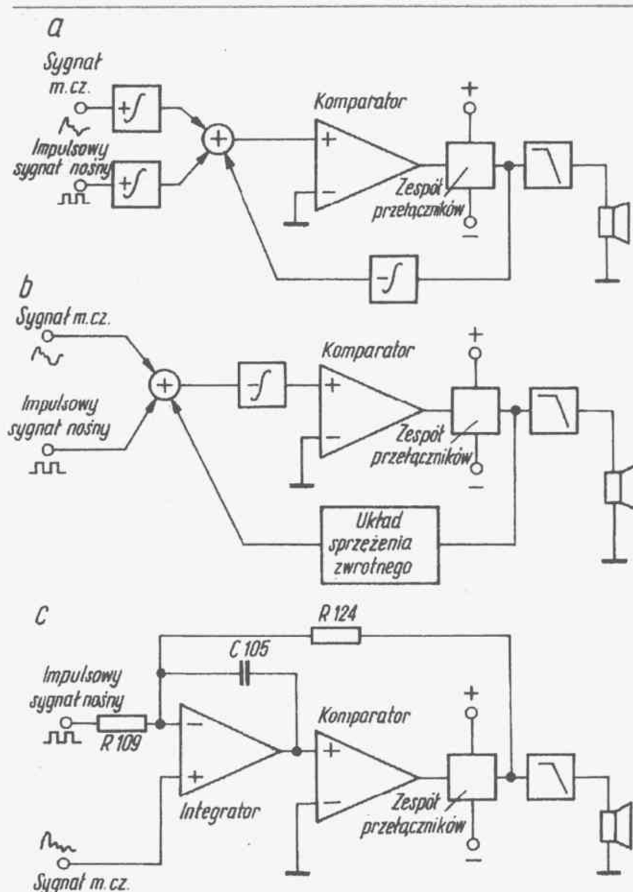
Z zależności tej widać, dlaczego częstotliwość nośnego sygnału impulsowego musi być znacznie większa od największej częstotliwości sygnału modulującego. Chodzi o to, aby można było przyjąć, że w czasie trwania pojedynczego okresu sygnału impulsowego, amplituda sygnału modulującego nie ulega zmianie.

Zmodulowany sygnał impulsowy steruje układem dwóch przełączników (rys. 1). Gdy jeden z nich jest zamknięty, drugi musi być otwarty. Kiedy w sygnale impulsowym następuje zmiana poziomów z niskiego na wysoki, górny przełącznik zamyka się, a dolny otwiera. Przy zmianie poziomów z wysokiego na niski, zamyka się dolny przełącznik, a otwiera górny.

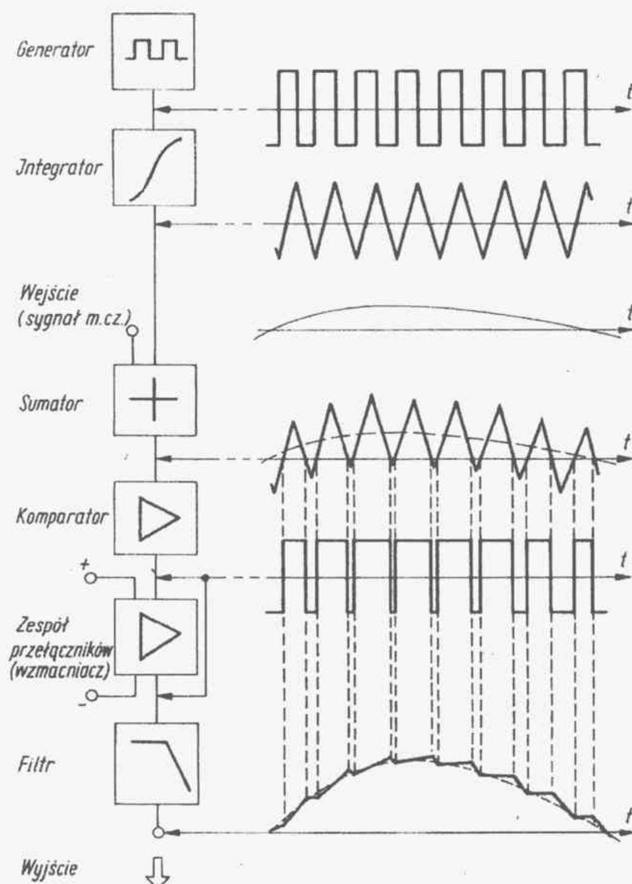


Rys. 2. Przykład modulacji szerokości impulsów sygnałem sinusoidalnym

Tak więc wspólny punkt obu przełączników jest dołączany raz do dodatniego, raz do ujemnego bieguna źródła zasilającego układ. W ten specyficzny sposób odbywa się wzmacnianie mocy sygnału.
Filtr dolnoprzepustowy, który jest ostatnim członem wzmacniacza ma za zadanie wyeliminować zbędne składowe zawarte w sygnale impulsowym i odtworzyć sygnał akustyczny w jego pierwotnej postaci.
Z wyżej przedstawionej zasady działania wzmacniacza wynika, że w przypadku idealnym sprawność energetyczna stopnia końcowego może osiągnąć 100%. W praktyce jest to niemożliwe, głównie z powodu niedoskonałości stosowanych przełączników. Ponieważ częstotliwość nośnego sygnału impulsowego musi być dostatecznie duża, czasy przełączenia muszą być bardzo krótkie, aby nie zachodził przypadek, że oba przełączniki są jednocześnie zamknięte. W tym przypadku źródło zasilania jest zwarte na krótki czas, co powoduje straty, a więc wpływa na zmniejszenie sprawności. Każdy stosowany w praktyce przełącznik ma pewną rezystancję, co przy przepływie przez niego prądu o znacznym natężeniu daje w efekcie liczące się straty mocy.
Zasada działania i zalety wzmacniaczy pracujących w klasie D są znane od dość dawna. Na przeszkodzie konstruowania wzmacniaczy tego typu stał brak przełączników, spełniających przedstawione wymagania. Nieużyteczne ze względu na małą szybkość przełączania okazały się dotychczas produkowane bipolarne i unipolarne tranzystory mocy. Dopiero tranzystory wykonywane w technologii V-MOS okazały się odpowiednie do szybkiego przełączania sygnałów o dużych mocach. Czas przełączania tych tranzystorów nie przekracza 50 ns. Nieznaczny jest także spadek napięcia występujący na całkowicie otwartym dla przepływu prądu tranzystorze.



Rys. 4. Układy blokowe wzmacniaczy systemu PWM



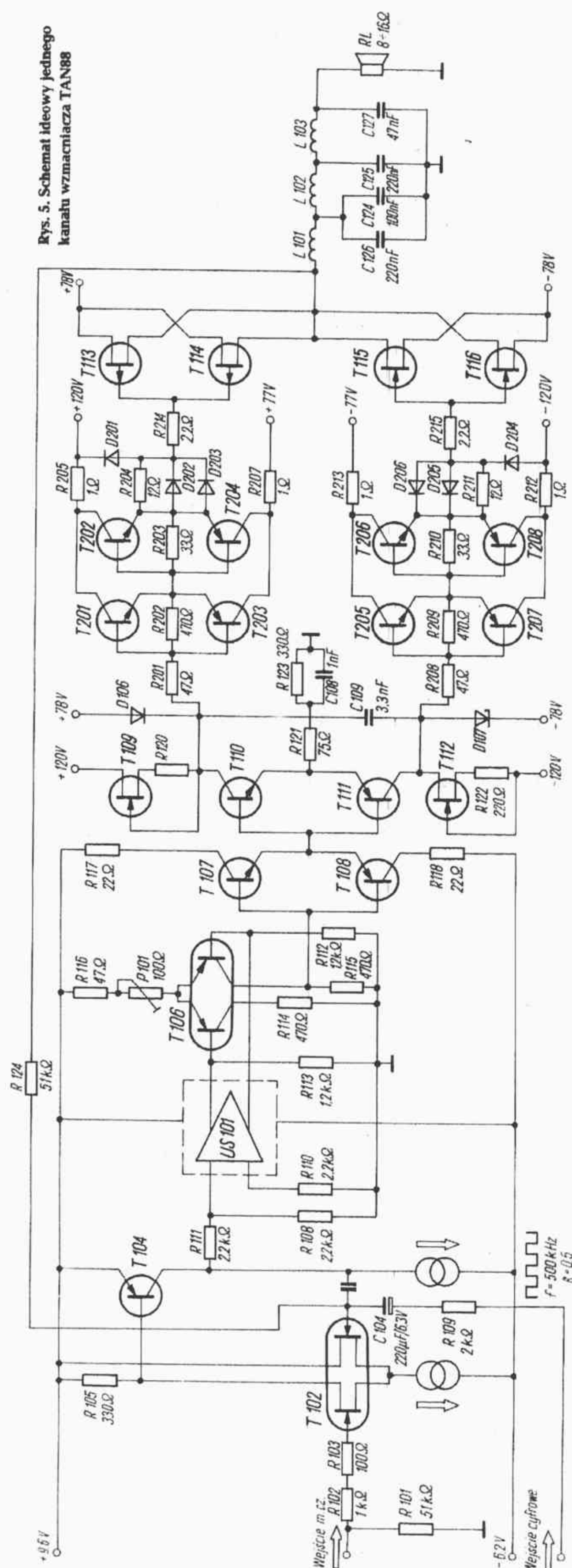
Rys. 3. Schemat działania systemu PWM (przebiegi sygnałów w charakterystycznych punktach)

Do uzyskania zmodulowanego sygnału impulsowego można dojść przez zastosowanie mniej lub bardziej skomplikowanych rozwiązań układowych. Najprostsza metoda jest przedstawiona na rys. 3. Symetryczna fala prostokątna (k = 0,5) zostaje przetworzona przez układ całkujący (integrator) na symetryczną falę trójkątną i zsumowana z wejściowym sygnałem m.cz. Sumaryczny sygnał dochodzi do wejścia komparatora, który zmienia stan wyjścia przy każdorazowym przejściu przez zero sygnału doprowadzanego do jego wejścia. Dzięki temu na wyjściu komparatora uzyskuje się falę prostokątną napięcia o wypełnieniu zależnym od amplitudy sygnału wejściowego. Jest to zmodulowany sygnał impulsowy wykorzystany do sterowania zespołem przełączników.
Na rysunku 4 przedstawiono bardziej rozbudowane układy PWM.
Przewidziano w nich możliwość korekcji ewentualnych zniekształceń wzmacnianego sygnału m.cz., jakie mogą powstać przy dwukrotnym jego przekształcaniu.

Do korekcji wykorzystuje się sprzężenie zwrotne. Sygnał pojawiający się na wejściu układu przełączającego jest doprowadzany za pośrednictwem układu sprzężenia zwrotnego do węzła sumacyjnego na wejściu wzmacniacza. Układy przedstawione na rys. 4a, b różnią się między sobą sposobem realizacji układu sprzężenia zwrotnego. Układ z rys. 4b jest mniej skomplikowany, gdyż zastosowano w nim tylko jeden układ całkujący, ale ma zmniejszone możliwości korekcji.

Układ z rys. 4a dzięki wprowadzeniu dwóch dodatkowych układów całkujących umożliwia dokonywanie bardzo precyzyjnej korekcji błędów przekształcania. We wzmacniaczu typu TAN88 zastosowano metodę przedstawioną na rys. 4b.

Rozwinięty schemat blokowy tego wzmacniacza jest przedstawiony na rys. 4c.



Rys. 5. Schemat ideowy jednego kanału wzmacniacza TAN88

Schemat ideowy jednego kanału wzmacniacza typu TAN88 przedstawiono na rys. 5.

Nośny sygnał cyfrowy jest wytwarzany w układzie generatora Colpits'a. Jego częstotliwość równa jest 500 kHz. Układ całkujący (integrator) wykorzystuje podwójny tranzystor T102 (w celu zmniejszenia dryftu temperaturowego). W układzie zastosowano obciążenie integratora sterowanym źródłem prądowym (tranzystor T104). Nośny sygnał impulsowy (symetryczna fala prostokątna) jest doprowadzany do wejścia integratora przez rezystor R109; kondensator C103 wchodzi w skład integratora. Komparator składa się z czterech wzmacniaczy różnicowych; trzy znajdują się w układzie scalonym, czwarty stanowi para różnicowa z podwójnym tranzystorem T106. Sygnał wyjściowy komparatora jest wzmacniany przez parę komplementarną tranzystorów T107, T108 i doprowadzany do stopnia mocy, który na schematach blokowych (rys. 1 i rys. 4c) jest przedstawiony w postaci zespołu przełączników.

Zmodulowany sygnał impulsowy jest kierowany do wejścia wzmacniacza z tranzystorami komplementarnymi T110, T111, którego obciążenie stanowią źródła prądowe – tranzystory T109, T112. Zadaniem tego układu jest rozdzielenie sygnałów sterujących poszczególnymi przełącznikami. Tranzystor T109 za pośrednictwem dwustopniowego wzmacniacza komplementarnego z tranzystorami T201...T204 steruje górnym przełącznikiem mocy, w skład którego wchodzą tranzystory T213 i T214. Natomiast tranzystor T112 za pośrednictwem identycznego wzmacniacza (tranzystory T205...T208) steruje dolnym przełącznikiem – tranzystory T215, T216. W przełącznikach mocy są zastosowane tranzystory V-MOS. Filtr dolnoprzepustowy zawiera cewki L101, L102, L103 i kondensatory C124...C127. Dość istotną cechą zastosowanej konfiguracji elementów LC jest mała wrażliwość filtru na rodzaj obciążenia (obciążenie rzeczywiste lub zespolone).

Dzięki zastosowaniu modulacji impulsowej wzmacniacz o mocy wyjściowej aż 2×160 W ma bardzo małe wymiary (38×8×36 cm) i małą masę (tylko 11 kg). Uzyskano także bardzo dużą sprawność energetyczną, która wynosi 58%, przy pełnym wysterowaniu obu kanałów.

A oto inne parametry tego wzmacniacza:

– nierównomierność charakterystyki częstotliwościowej:	+0,5 dB, –1 dB w pasmie 5...40 000 Hz
– odstęp sygnał-szum:	110 dB
– współczynnik zawartości harmonicznych:	0,5% przy mocy 160 W
– tłumienie przesłuchu między kanałami:	20 dB (R_L = 8Ω; f = 1 kHz)
– impedancja obciążenia:	8...16 Ω
– największa wartość sygnału wejściowego:	1,4 V

Jak wynika z przedstawionych danych technicznych opisany wzmacniacz przewyższa pod niektórymi względami wzmacniacze z standardowym stopniem mocy pracującym w klasie B.

Na szczególną uwagę zasługują: odstęp sygnał-szum i wielka sprawność.

Reasumując można stwierdzić, że modulacja impulsowa stworzyła nowe możliwości w zakresie konstruowania wzmacniaczy akustycznych dużej mocy.

(Opracowano na podstawie „Elektor" Dezember 1978).

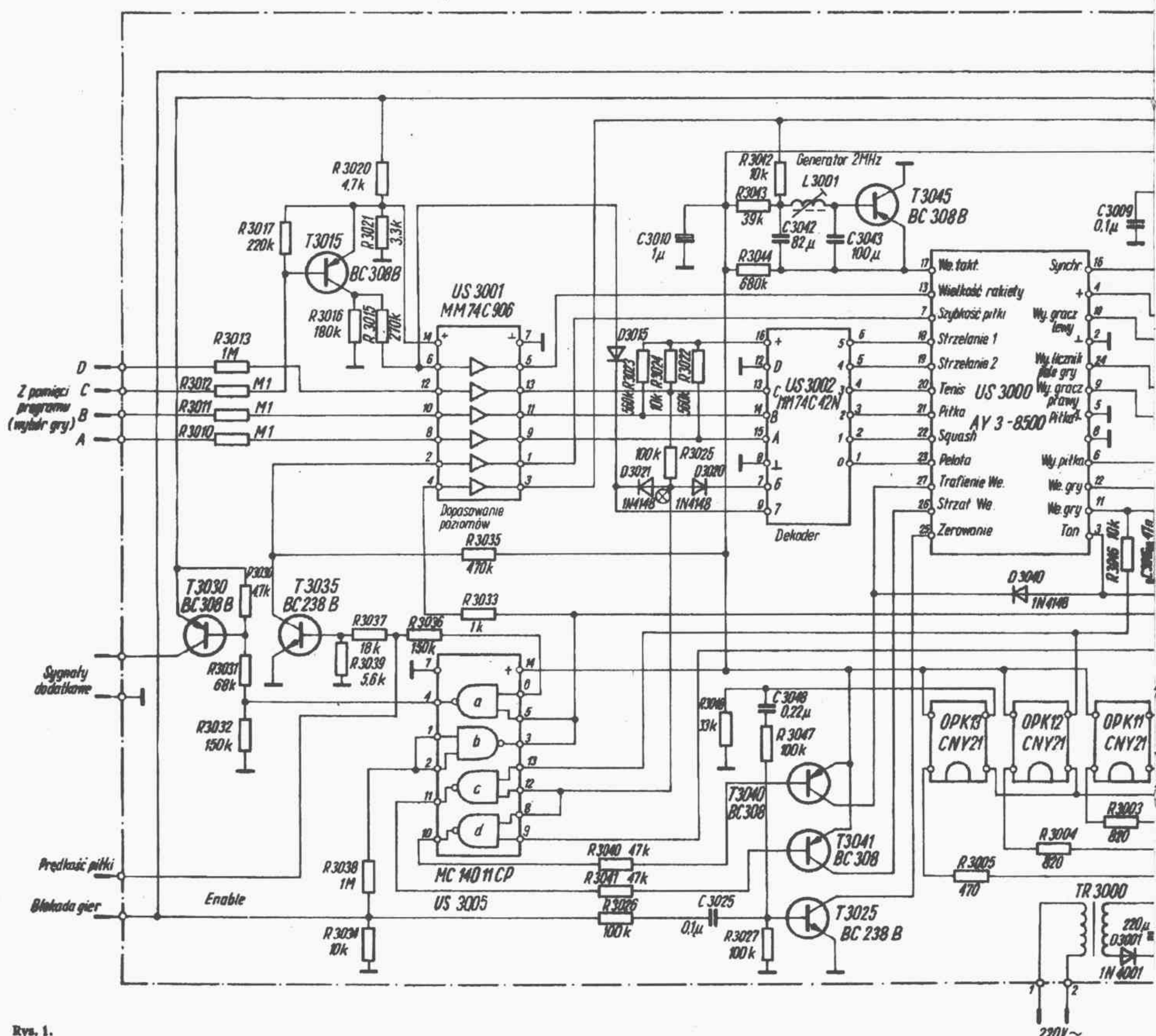
ELŻBIETA OLSZEWSKA

12 GIER W ODBIORNIKU TELEWIZYJNYM

Gry telewizyjne spotkały się z tak ogromnym zainteresowaniem odbiorców, że ich produkcja wzrasta z roku na rok w niezwykle szybkim tempie. Na przykład przed 1976 r. sprzedano na świecie około 300 tys. telewizorów z wbudowanymi grami, a w roku 1976, łącznie z I kwartałem roku 1977, sprzedano ich już ponad 8 mln sztuk.

Atrakcyjność gier zwiększyło zastosowanie ich w odbiornikach telewizji kolorowej, czego przykładem może być opisana niżej propozycja firmy Telefunken – odbiornik telewizyjny Palcolor 8610. Jest on wyposażony w specjalizowany układ scalony wielkiej skali integracji (LSI), pięć układów scalonych CMOS i jeden scalony regulator napięcia. Zastosowany specjalizowany układ scalony AY3-8500 daje 12 kombinacji pięciu różnych gier (dwie gry z piłką dla jednej osoby, osiem gier z piłką dla dwóch osób, dwa rodzaje strzelania karabinem optycznym). Wybór gry oraz wybór prędkości poruszania się „piłki" odbywa się bezprzewodowo, przez zdalnie sterowany nadajnik promieniowania podczerwonego. Po zdalnym przełączeniu odbiornika telewizyjnego, wybiera się gry bezpośrednio przyciskiem wyboru programu. Numer gry jest wyświetlany przez wskaźnik półprzewodnikowy (wskaźnik programu).

Pełny schemat układu gier przedstawiono na rys. 1. Układ jest zasilany energią z 12 V sieci odbiornika telewizji kolorowej przez scalony układ stabilizatora



Rys. 1.
Schemat układu gier

8,2 V (US3006). Jeśli wybiera się gry, to na przewodzie „Enable" pojawi się sygnał „1" (12 V). Blokuje on przez rezystor R3060 i diodę D3060 wzmacniacz częstotliwości pośredniej wizji odbiornika i przez rezystor R3111 odblokowuje tranzystor sprzęgający T3111 dla impulsów synchronizacji.

Oprócz tego sygnał z wejścia „Enable" dochodzi przez element NAND (b-US3005) oraz rezystor R3033 do nieodwracającego stopnia buforowego (US3001). Tranzystor wyjściowy tego stopnia przez diodę D3050 oraz rezystor R3050 blokuje wzmacniacz pośr.cz. fonii i łączy rezystor R3042 z masą, co powoduje wzbudzenie drgań oscylatora tranzystorowego (T3045). Wytworzone napięcie prostokątne o częstotliwości 2 MHz jest sygnałem taktującym dla wszystkich sygnałów wyjściowych układu scalonego US3000. Sygnał z elementu b US3005 uruchamia (odblokowuje) również cztery bramki (elementy NOR US3004) dla sygnałów synchronizacji i barwy.

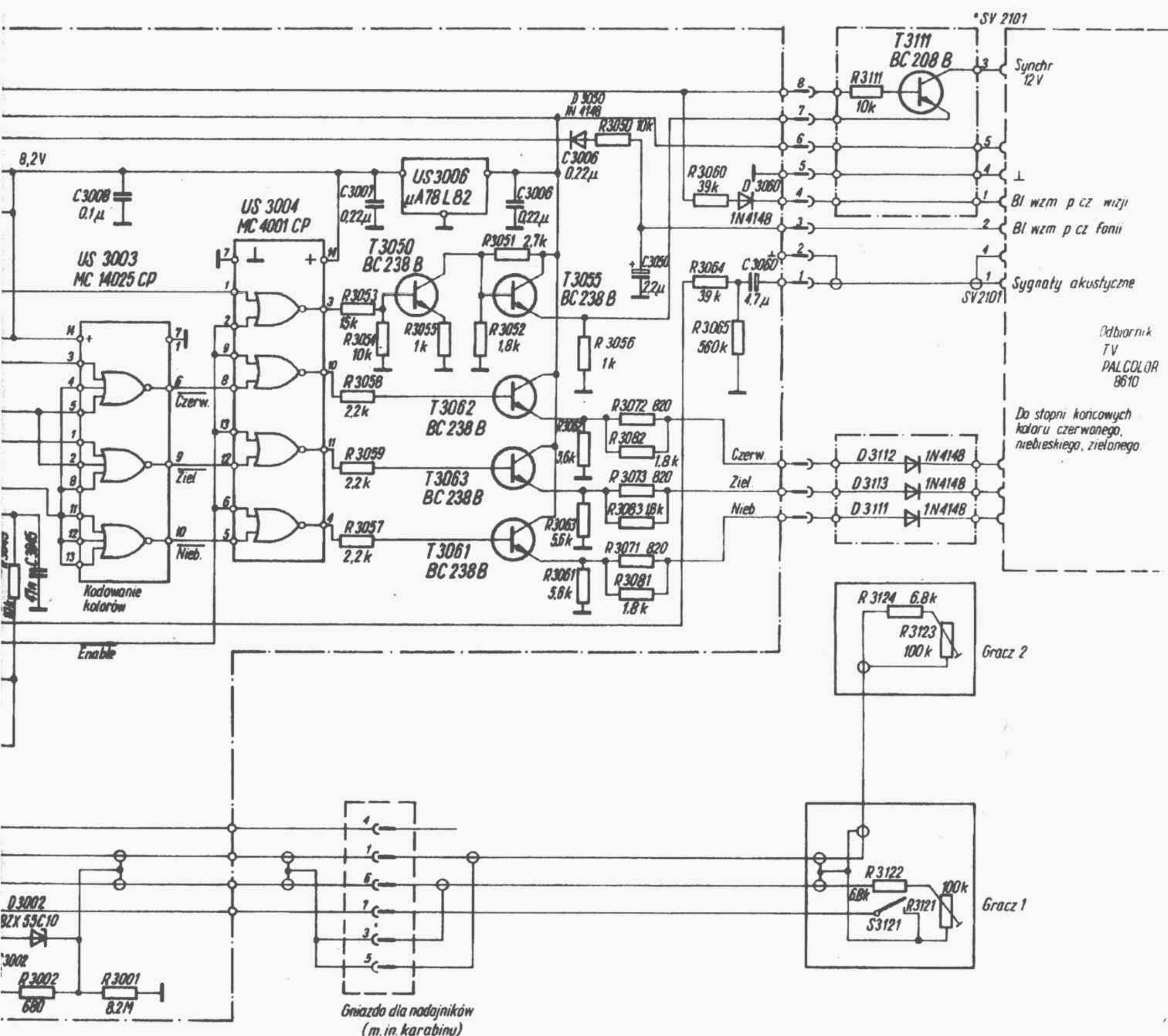
Jak wspomniano, wybór gry następuje przez zdalnie sterowany wybór przycisku programu. W tym celu wykorzystuje się wejścia A, B, C, D. Sygnały binarne doprowadzane do tych wejść przez stopnie dopasowujące poziom (T3015, US3001) oraz dekoder US3002, sterują wejściami selekcyjnymi układu US3000. Przyporządkowanie binarnym sygnałom sterującym (A, B, C, D) poszczególnych gier oraz numeru programu podano w tablicy.

Układ scalony US3001 jest zasilany napięciem o wartości około 5 V z dzielnika napięcia R3020/R3021.

Dla wszystkich gier można ustawiać dwie prędkości poruszania się „piłki" (wolno-szybko). Wyboru tego dokonuje się dwoma przyciskami nadajnika zdalnego sterowania.

Układ otrzymuje z odbiornika zdalnego sterowania na wejście „prędkość piłki" sygnał „0" (0 V = wolno) lub sygnał „1" (12 V = szybko). Sygnał ten jest odwracany przez tranzystor T3035 i przez stopień buforowy (US3001) doprowadzany do odpowiedniego wyprowadzenia układu scalonego US3000.

Oprócz opisanych sygnałów wybierających rodzaj gry i prędkość „piłki", do



Stany wejść sterujących D C B A	Wyświetlany numer programu	Gra	Wielkość rakiety	Stany na wejściach C B A	Wybrane wejście dekodera (L)
0 0 0 0	1	pelotka	duża	0 0 0	0
0 0 0 1	2	squash	duża	0 0 1	1
0 0 1 0	3	piłka nożna	duża	0 1 0	2
0 0 1 1	4	tenis	duża	0 1 1	3
0 1 0 0	5	pelotka	mała	0 0 0	0
0 1 0 1	6	squash	mała	0 0 1	1
0 1 1 0	7	piłka nożna	mała	0 1 0	2
0 1 1 1	8	tenis	mała	0 1 1	3
1 0 0 0	9	strzelanie 2		1 0 0	4
1 0 0 1	10	strzelanie 2		1 0 1	5
1 0 1 0	11	piłka nożna „3 przeciw 2"	duża	1 1 0	6
1 0 1 1	12	piłka nożna „3 przeciw 2"	mała	1 1 1	7

uruchomienia gry konieczne są jeszcze napięcia sterujące wyświetlaniem symboli gry i pozycji. Pozycje tych symboli na ekranie ustawia się za pomocą potencjometrów R3121 i R3123 znajdujących się w nadajnikach gry 1 (względnie 2). Nadajnik gry 1 zawiera oprócz tego przycisk zerujący wskazania stanu gry (na 00 : 00).

Nadajniki gry są połączone przewodami z gniazdem wejściowym odbiornika telewizji kolorowej. Aby zapobiec nieszczęśliwym wypadkom spowodowanym uszkodzeniem przewodu, zastosowano rozdzielenie galwanicznie obwodów telewizora i gry. Przekazywanie informacji na wejścia układu scalonego gry (wyprowadzenia 11 i 12 US3000) dokonuje się przez odporne na wysokie napięcia optoelektroniczne elementy sprzęgające (OPK11...OPK13).

Sygnały wyjściowe z układu scalonego US3000 dla symboli „gracz lewy", „gracz prawy", „piłka", jak również „licznik i pole gry", są przez układ scalony przyporządkowane kolorom: czerwonemu, zielonemu i niebieskiemu. Wyjścia „gracz lewy" i „gracz prawy" sterują odpowiednio element NOR dla koloru czerwonego lub zielonego w taki sposób, aby symbole były wytworzone w odpowiednich kolorach. Ponieważ wyjście „licznik i pole gry" jest połączone z wejściami obu wspomnianych elementów (wyprowadzenia 2 i 5 US3003), dlatego ograniczenie pola gry oraz jej wynik występują na ekranie w kolorze mieszanym (żółtym).

Wyjście „piłka" steruje każdym z trzech elementów NOR w układzie scalonym US3003 i dlatego jest ona wyświetlana w kolorze białym. Te trzy sygnały kolorowe: czerwony, zielony i niebieski dochodzą przez trzy dwuwejściowe elementy NOR (US3004) i stopnie wyjściowe (tranzystory T3061...T3063) do stopni końcowych wizji dla kolorów czerwonego, zielonego i niebieskiego, odbiornika telewizyjnego. Uformowane w układzie scalonym US3000 impulsy synchronizujące, są przez czwarty element NOR układu scalonego US3004 i stopnie dopasowujące (T3050, T3055, T3111) doprowadzone do obwodów synchronizacji odbiornika.

Opisane wyżej sygnały (R – czerwony, G – zielony i B – niebieski oraz sygnały synchronizacji) są tylko wtedy doprowadzone do odpowiednich obwodów odbiornika telewizyjnego, gdy sygnał blokady „Enable" = „0" (tj. gdy zostały wybrane gry). W innym przypadku elementy NOR w układzie scalonym US3004 są zablokowane dla sygnałów przychodzących z układu scalonego US3000.

STRZELANIE ZA POMOCĄ KARABINU ELEKTRONICZNEGO

W gry 1–8, jak również 11 i 12 można grać z dołączonymi do urządzenia nadajnikami gier. Do gier 9 i 10 potrzebny jest, jako wyposażenie dodatkowe, karabin elektroniczny, który jest dołączany do układu gry.

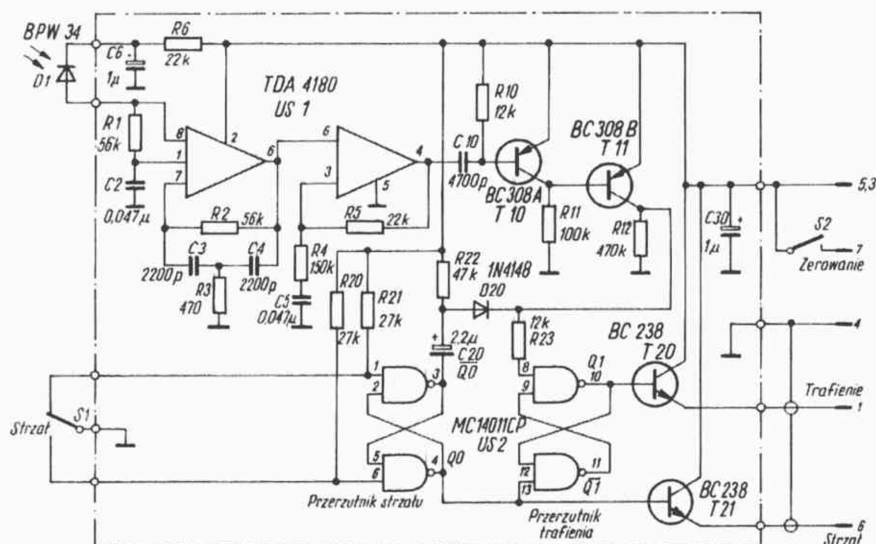
Lufę karabinu wyposażono w soczewkę skupiającą i fotodiodę D1 (rys. 2), która wytwarza impuls napięcia, jeśli padnie na nią promień światła. Dwustopniowy selektywny wzmacniacz napięcia zmiennego jest nastrojony na częstotliwość impulsów linii tak, że na jego wyjściu (wyprowadzenie 4 US1) tylko wtedy wystąpi napięcie przemienne, kiedy fotodioda „widzi" białą plamę celu na ekranie. Napięcie to sterują tranzystory T10 i T11.

Jeśli lufa karabinu jest wycelowana na inne źródła światła (np. żarówka), wtedy na wyjściu wzmacniacza nie wystąpi napięcie przemienne, co spowoduje zablokowanie tranzystora T10 i przewodzenie tranzystora T11.

Spust karabinu jest połączony z przełącznikiem S1. Aby zapobiec błędom powstającym w wyniku drgań jego styków, zastosowano przerzutnik RS zbudowany z dwóch elementów NAND. W stanie spoczynku (jak na rys. 2) wyprowadzenie 3 układu scalonego US2 ma potencjał +10 V, a wyprowadzenie 4 potencjał masy.

Jeśli spust zostaje uruchomiony, wtedy $\bar{Q}o$ ma potencjał masy, a Qo – +10 V, tym samym wartość napięcia emitera tranzystora T21 wzrośnie do +10 V. Sygnał ten dochodzi do wyprowadzenia 26 układu scalonego US3000 (wejście strzału) i powoduje zmianę stanów znajdującego się w nim licznika strzałów.

Jeśli w momencie uruchomienia spustu lufa karabinu jest skierowana na plamkę celu, wtedy tranzystor T11 jest zablokowany, a tym samym ujemny skok napięcia z wyprowadzenia 3 układu scalonego US2 przez diodę D20 i rezystor R23 zmieni stan drugiego przerzutnika RS (Q 1 = +10 V). Sygnał ten przez tranzystor T20 doprowadzany jest do wyprowadzenia 27 układu scalonego US3000 (wejście trafienia) i zmienia stan licznika trafień o 1.



Rys. 2. Schemat karabinu elektronicznego

Jeśli w momencie strzału dioda „nie widzi" plamki celu, wtedy tranzystor T11 stale przewodzi i przerzutnik trafień nie zostanie uruchomiony. Gdy spust zostanie zwolniony (pozycja spoczynkowa), następuje powrót przerzutników strzału i trafienia do pozycji wyjściowej.
Grę można prowadzić do 15 strzałów.
Liczniki strzałów i trafień można doprowadzić do stanu zerowego za pomocą przycisku ustawiającego S2 umieszczonego w obudowie karabinu. W momencie uruchamiania tego przycisku zanika jednocześnie wskazanie na ekranie.
Po 15 strzałach ukazuje się na ekranie wynik, który jest zawarty w granicach między „15 : 00" i „15 : 15". Karabin sprzężony jest z układem gry przez złącza optoelektroniczne OPK11 i OPK12 (rys. 1).
Sygnały wyjściowe ze złącz OPK11 i OPK12 dochodzą do dwóch elementów NAND (wyprowadzenia 9 i 13 układu scalonego US3005). Ich wyjścia 10 i 11 są połączone z wejściami trafień i strzałów układu scalonego US3000 (wyprowadzenia 26 i 27) przez dwa tranzystory T3040 i T3041. Wejścia 8 i 12 obu elementów NAND (US3005) są w stanie „1" (odblokowanie) tylko dla dziewiątego i dziesiątego numeru programu (patrz tablica).

L I T E R A T U R A

Knuth K. – Modulbaustein für Bildschirmspiele. „Funkschau" nr 18/1977.

PROGRAMATOR ZEGAROWY DO ZESTAWU MUZYCZNEGO ZM-7000

mgr inż. ANDRZEJ SOSNOWSKI

W dziedzinie zmechanizowanego i zelektronizowanego sprzętu powszechnego użytku programatorem przyjęto nazywać układ służący do sterowania i kontroli pracy tych urządzeń według z góry określonego programu. Sterowane programatory można podzielić na dwie grupy:

- programatory o stałym programie,
- programatory o zmiennym programie.

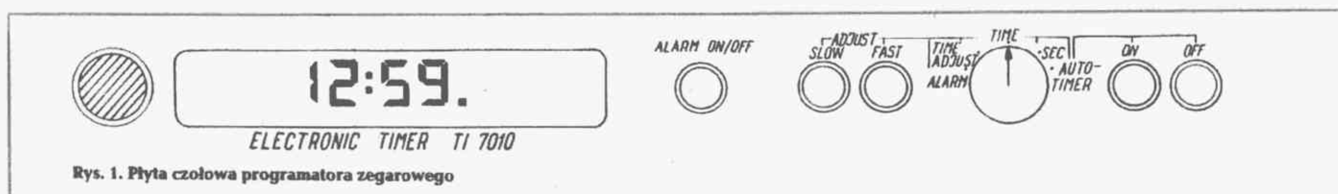
Urządzenia zaliczane do pierwszej grupy, po odebraniu odpowiedniego rozkazu, realizują wykonanie określonej czynności, jednej lub kilku, w dokładnie określonym czasie. Najprostszym i zarazem najbardziej typowym reprezentantem tej grupy jest automatyczny wyłącznik oświetlenia na klatce schodowej. W tego rodzaju urządzeniach przeważają jeszcze rozwiązania elektromechaniczne, ale można już zaobserwować tendencję do stosowania rozwiązań elektronicznych.

Natomiast programatory z programem zmiennym, wielofunkcyjne, stosowane w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku, są realizowane w oparciu o moduły zegarowe lub – w przypadku programatorów o bardziej rozbudowanym programie działania – o układy mikroprocesorowe.

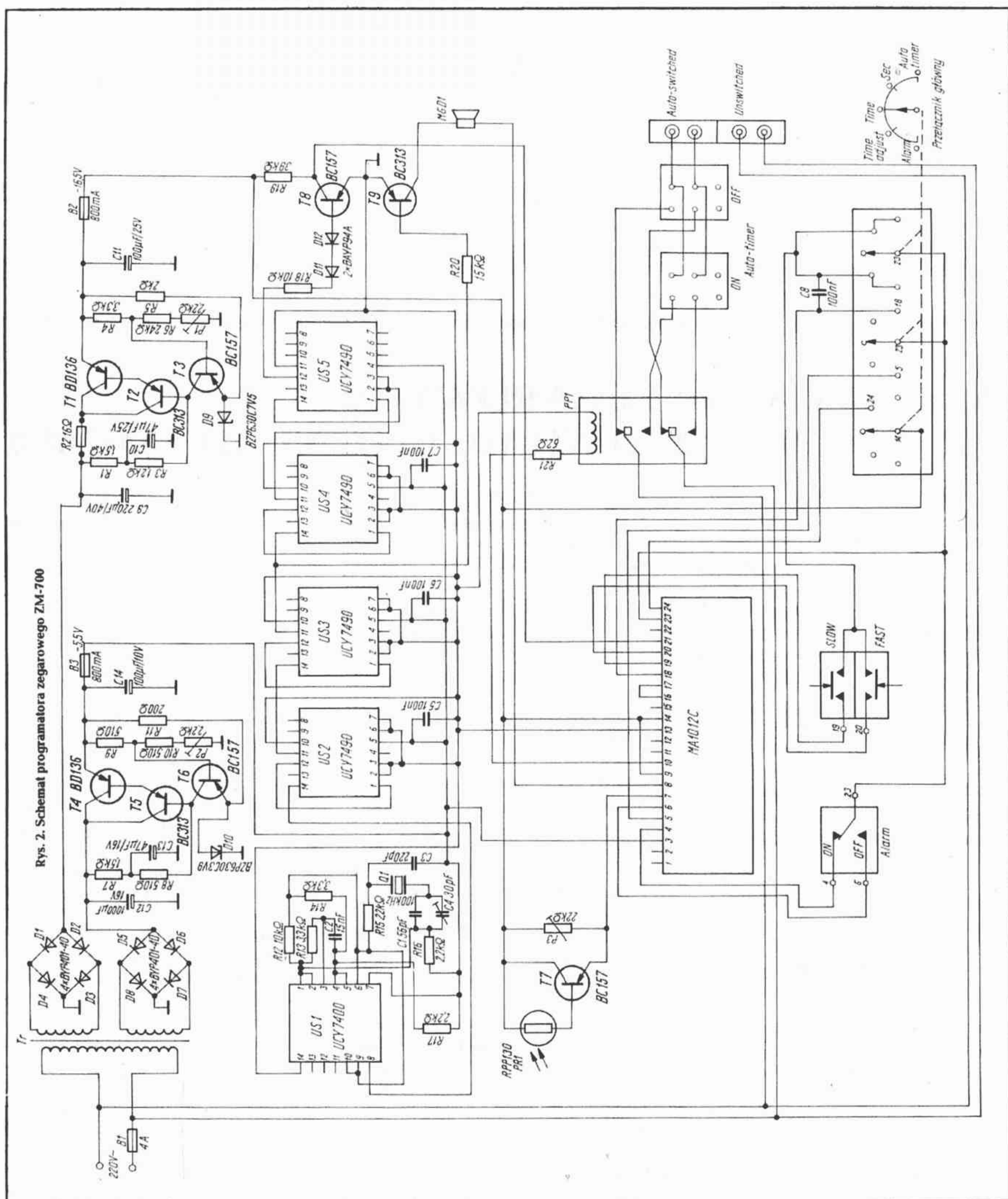
Programatory wielofunkcyjne realizujące program w oparciu o cyfrowy zegar elektroniczny pracują z reguły w cyklu 24-godzinnym, co również określa horyzont czasowy programowania. Tego rodzaju układy, oprócz wskazywania bieżącego czasu (godzin, minut, sekund) i niekiedy aktualnej daty, są przystosowane do wykonywania szeregu funkcji, jak np..: włączania lub wyłączania dowolnych urządzeń w przedziale czasowym 0...59 minut, włączania alarmu o określonej porze, względnie uruchamianie innego urządzenia, np. odbiornika radiofonicznego dostrojonego do danej stacji. Wadą programatorów zegarowych jest ich specyficzny sposób programowania i dość ograniczone możliwości funkcjonalne. Aby układ zaprogramować, należy przerwać wskazywanie bieżącego czasu i ustawić żądany moment czasowy. Oczywiście w czasie przeprowadzania tej czynności nie gubi się właściwego czasu, należy jednak pamiętać o konieczności ponownego ustawienia przełącznika w pozycji pierwotnej.

W porównaniu z wielofunkcyjnym zegarem elektronicznym programatory z układami mikroprocesorowymi charakteryzują się znacznie większą elastycznością funkcjonalną, co wynika z faktu, że algorytm ich działania zależy nie tylko od struktury wewnętrznej, lecz również od sygnałów wprowadzonych z zewnątrz (rozkazów). Ogólnie biorąc, możliwości programatora z mikroprocesorem są na ogół większe niż te, które aktualnie jesteśmy w stanie wykorzystać w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku.

W skład każdego systemu mikroprocesorowego wchodzą: jednostka arytmetyczno-logiczna, układ sterowania, układ wejścia/wyjścia, układ zegarowy oraz pamięci ROM i RAM. Pierwsza z nich, tzw. pamięć programu, zawiera zbiór instrukcji i danych określających działanie systemu mikroprocesorowego. Jest to pamięć trwała. Natomiast druga, tzw. pamięć danych, służy do przechowywania danych wejściowych oraz danych przejściowych otrzymywanych podczas wykonywania operacji arytmetyczno-logicznych. Jest to pamięć nietrwała, tzn. informacje w niej przechowywane giną po wyłączeniu napięcia zasilającego. Programator tego typu nie tylko wskazuje czas, aktualną datę, numer kanału lub częstotliwość odbieranej stacji, ale umożliwia zaprogramowanie odbioru odbioru określonych audycji na okres co najmniej jednego tygodnia, przy czym może on spowodować, że pożądane audycje zostaną zarejestrowane na taśmie i odtworzone w określonym z góry czasie. Poza tym ten sam system mikroprocesorowy jest z reguły wykorzystywany do kontroli i optymalizacji warunków pracy urządzenia odbiorczego. W celu uzyskania maksymalnego komfortu obsługi programatory mikroprocesorowe są bardzo często przystosowane do współpracy z układem zdalnego sterowania na falach podczerwonych. Oczywiście w takim przypadku nadajnik sterujący musi być wyposażony w dodatkową klawiaturę manipulacyjną.



Rys. 1. Płyta czołowa programatora zegarowego



Rys. 2. Schemat programatora zegarowego ZM-700

Obecnie programatory z systemem mikroprocesorowym są stosowane jedynie w sprzęcie najwyższej klasy. Jednak z roku na rok zakres ich wykorzystania w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku nieustannie wzrasta.

Programator zegarowy (rys. 1) wchodzący w skład zestawu muzycznego ZM-7000 zrealizowano w oparciu o układ wykonany technologią wielkiej skali integracji typu MA1012-C firmy National Semiconductor Corporation, bezpośrednio połączony z czterocyfrowym wyświetlaczem z diodami elektroluminescencyjnymi. Układ pracuje w systemie 24-godzinnym i może być sterowany bezpośrednio sygnałem sieci energetycznej o częstotliwości 50 lub 60 Hz, o ile stałość jej częstotliwości odpowiada wymaganiom. Zasadnicze parametry techniczne omawianego układu są następujące:

- napięcie zasilania MOS ($V_{ss} = 0$ V): $V_{max} = -25$ V
- prąd zasilania MOS (max. jasności): $I_{max} = 18$ mA
- prąd wyświetlacza (100% jasności): $L_{LED} \leq 280$ mA
- pobór mocy: $P_{max} = 2{,}3$ W
- zakres temperatury pracy: −25...+70°C

Zespół wykonuje następujące funkcje:

- wskazuje godziny i minuty (time),

- wskazuje minuty i sekundy (sec),
- uruchamia sygnał alarmu w uprzednio zaprogramowanym czasie (alarm), przy czym możliwe jest odroczenie emitowania sygnału o 9 minut; operację tę można powtarzać sześciokrotnie,
- włącza lub wyłącza zasilanie dowolnego odbiornika energii elektrycznej (np. telewizora) po upływie ustalonego okresu czasu (autor–timer ON/OFF); funkcja ta jest realizowana w przedziale czasowym 0...59 minut,
- sygnalizuje automatycznie nawet krótkotrwały brak napięcia zasilającego.

Schemat programatora zegarowego ZM-7000 przedstawiono na rys. 2. Wynika z niego, że w omawianym układzie źródłem sygnałów sterujących jest generator kwarcowy pracujący na częstotliwości 100 kHz (układ scalony UCY7400). Zastosowanie tego rodzaju źródła jest spowodowane niewystarczającą stabilnością częstotliwości krajowej sieci energetycznej. Sygnał generatora steruje kaskadę czterech dzielników, przy czym pierwsze trzy (UCY7490) obniżają częstotliwość tysiąckrotnie, ostatni natomiast (UCY7473) dwukrotnie. Otrzymane impulsy o częstotliwości 50 Hz po przejściu przez układ separatora z tranzystorem T8, sterują bezpośrednio moduł zegarowy MA1012-C, w którym następuje ich zliczanie i odwzorowanie w postaci czasu na wyświetlaczu diodowym. W urządzeniu zastosowano układ automatycznie regulujący intensywność świecenia diod elektroluminescencyjnych w zależności od oświetlenia zewnętrznego. Zasadniczym elementem tego rozwiązania jest fotorezystor typu RPP130 umieszczony w obwodzie tranzystora T7.

Źródłem sygnału akustycznego (alarm) jest wyjście drugiego dzielnika częstotliwości. Impulsy o częstotliwości 1000 Hz pobrane z tego dzielnika są doprowadzone do bazy tranzystora T9, w którego obwód kolektorowy włączony jest mikrofonogłośnik typu MGD1. Uruchomienie alarmu wywołuje moduł zegarowy, który w określonym momencie czasowym włącza napięcie zasilające kolektor tego tranzystora.

Niezbędnych napięć do zasilania modułu zegarowego i pozostałych elementów czynnych programatora dostarczają dwa zespoły prostownicze. Oba napięcia są stabilizowane.

W programatorze zegarowym ZM-7000 wyboru funkcji dokonuje się przez odpowiednie ustawienie przełącznika głównego (rys. 2). Pozostałe elementy regulacyjne (przełączniki typu „Isostat") służą do wprowadzania danych i regulacji

Opis funkcji organów manipulacyjnych

Pozycja przełącznika głównego	Wciśnięty przycisk	Opis funkcji i uwagi
Time	–	Pozycja „zerowa" zabezpieczająca programator przed przypadkową zmianą wskazań. Wyświetlacz wskazuje aktualny czas (godziny, minuty)
Time adjust	Slow Fast	Wskazania czasu zmieniane są z szybkością 2 Hz. Wskazania czasu zmieniane są z szybkością 60 Hz. Ustawianie zegara (przybliżone).
Alarm	Slow	Ustawienie momentu (godziny, minuty) alarmu z szybkością 2 Hz. Wskazania czasu są przechowywane w pamięci.
	Fast	Ustawienie momentu (godziny, minuty) alarmu z szybkością 60 Hz. Wskazania czasu są przechowywane w pamięci.
	Slow+Fast	Zerowanie (godziny, minuty) alarmu. Uwaga: Przycisk „Alarm ON/OFF" powoduje jedynie włączenie/odłączenie głośnika, co sygnalizuje wskaźnik optyczny (kropka) na wyświetlaczu.
Sec (sekundy)	–	Wyświetlacz wskazuje ostatnią minutę i sekundy bieżącego czasu.
	Slow	Zatrzymanie zegara. Wyświetlacz wskazuje ostatnią minutę i sekundy momentu zatrzymania.
	Fast	Zatrzymania zegara. Wyświetlacz wskazuje ostatnią minutę momentu zatrzymania. Pozycje sekund są wyzerowane. Dokładne ustawienie zegara.
	Slow+Fast	Zerowanie czasu zegara 00:00:00
Auto-timer	–	Wyświetlacz wskazuje 00 minut. Wskazania czasu przechowywane są w pamięci.
	Slow	Na wyświetlaczu pojawia się cyfra 59 minut i jednocześnie zostaje uruchomiony przekaźnik powodujący włączenie lub wyłączenie napięcia 220 V na gnieździe „Auto-Switched" po upływie ustalonego okresu czasu. Maksymalna wartość tego okresu wynosi 59 min. Za pomocą przycisku „Slow" (wolno) lub „Fast" (szybko) okres ten można skrócić do wartości żądanej na zasadzie odliczania w dół. Przyciski (współzależne) „Auto-timer ON i OFF" ustalają rodzaj funkcji. W tym reżimie pracy wyświetlacz wskazuje ile minut pozostało do końca ustalonego okresu.

wskazań zegara. Dokładny opis realizacji poszczególnych funkcji zamieszczony jest w tablicy.

Programator zegarowy jest wykonany w formie samodzielnego urządzenia typu „front-panel" skoordynowanego wzorniczo z pozostałymi modułami zestawu muzycznego ZM-7000. Obudowa zewnętrzna, stanowiąca zarazem chassis urządzenia, jest wyposażona w płytę czołową. Zasadniczym elementem obudowy jest rama prostokątna, zawierająca ściany boczne i tylne, wykonane z aluminiowych profili ciągnionych. Pokrywy dolna i górna umocowane są do tej ramy wkrętami. Wszystkie elementy regulacji i sterowania umocowano na płycie montażowej, a podzespoły elektroniczne – na pomocniczej ramie wykonanej z odpowiedniego profilu. Moduły i podzespoły elektroniczne są łączone między sobą za pomocą złącz wielokontaktowych.

Wymiary płyty czołowej są dostosowane do wymagań wynikających z normy branżowej (BN-72/5570-04 – Wymiary konstrukcji mechanicznych. Obudowy).

W wykonaniu panelowym do ścianek bocznych dokręca się odpowiednie wsporniki, przedłużające płytę czołową do wymiarów znamionowych w systemie 19". Otwory wykonane w powierzchniach czołowych wsporników umożliwiają zawieszenie urządzenia w stojaku 19", zgodnie z normą branżową (BN-74/5570-06 – Główne wymiary stojaków w systemie 19").

Zasadnicze wymiary gabarytowe urządzenia wynoszą: wysokość 42 mm, szerokość 430 mm, głębokość 275 mm. Masa urządzenia wynosi około 3 kg.

mgr inż. STEFAN KUCIŃSKI

UKŁADY SCALONE UL1261N i UL1262N

W artykule omówiono parametry techniczne i przykłady zastosowań analogowych układów scalonych typu UL1261N i UL1262N. Obydwa układy są przeznaczone do pracy w obwodach separacji impulsów oraz synchronizacji odbiorników telewizji czarno-białej i kolorowej.

Układy realizują następujące funkcje:

- wydzielenie całkowitego sygnału synchronizacji z sygnału wizyjnego,
- rozdzielenie impulsów synchronizacji pionowej od impulsów synchronizacji poziomej,
- wytworzenie impulsów do sterowania stopniem końcowym odchylania linii.

Omawiane układy mogą być stosowane również w odbiornikach TV, dostosowanych do współpracy z magnetowidem.

Układ scalony UL1261N, będący odpowiednikiem układu TBA940 firmy Intermetall, współpracuje z tyrystorowym stopniem mocy, natomiast układ scalony UL1262N, który jest odpowiednikiem układu TBA950 współpracuje z tranzystorowym układem odchylania poziomego. Obydwa układy są produkowane w dwurzędowej obudowie plastykowej typu CE-70 (TO-116 DIL).

Wartości dopuszczalne parametrów układów zestawiono w tablicy 1.

Dopuszczalne wartości parametrów eksploatacyjnych Tablica 1

Nazwa parametru	Oznaczenie i jednostka	Wartość
Prąd zasilania	I_{CC3} [mA]	45
Napięcie wejściowe	U_{I5} [V]	-6
Prąd wyjściowy	I_{02} [mA]	22
Napięcie wyjściowe	U_{02} [V]	12
Prąd szczytowy impulsu powrotu linii	I_{10} [mA]	5
Zakres temperatur pracy	t_{amb} [°C]	0...+70

Zalecane warunki pracy Tablica 2

Nazwa parametru	Oznaczenie i jednostka	Wartość
Prąd wejściowy impulsów synchronizacji	I_{I5} [μA]	>5
Wartość międzyszczytowa całkowitego sygnału wizyjnego na wejściu	U_{I5} [V]	3
Prąd wejściowy impulsów powrotu linii	I_{I10} [mA]	0,2...2
Czas opóźnienia układu podstawy czasu	t_d [μs]	<20

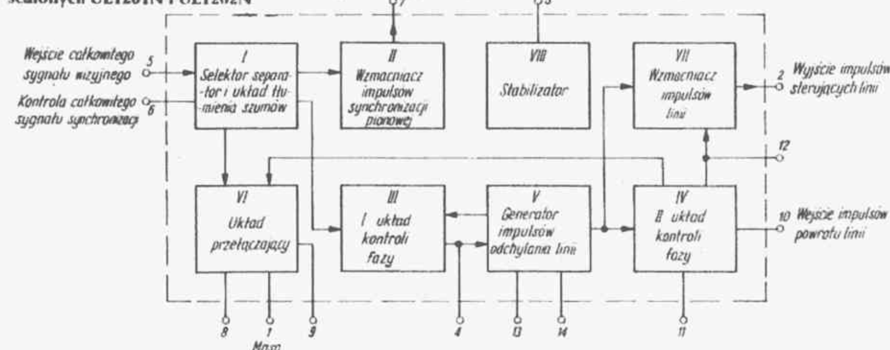
Zalecane warunki pracy (przy t_{amb} = 25°C i U_{CC} = 24 V) określono w tablicy 2, a związane z nimi wartości parametrów charakterystycznych – w tablicy 3.

Schemat blokowy wewnętrznej struktury układów scalonych UL1261N i UL1262N przedstawiono na rysunku 1.

Całkowity sygnał wizyjny jest doprowadzany do końcówki 5.

Pierwszy blok zawiera układ selekcji, separacji impulsów oraz tłumienia szumów. Następuje w nim wydzielenie sygnału synchronizacji z całkowitego sygnału wizyjnego w wyniku detekcji szczytowej generatorem impulsów linii, sprowadzając jego częstotliwość do częstotliwości impulsów synchronizacji.

W celu zmniejszenia wrażliwości układu na zakłócenia lub wypadanie niektórych impulsów synchronizacji, po dojściu do stanu synchronizmu następuje przełączanie drogi sygnału tak, aby przechodził on przez bramkę przeciwzakłóceniową i filtr o wąskim pasmie przepuszczania (blok VI). Zmienia to właściwości pierwszej pętli kontroli fazy w ten sposób, że staje się ona mało wrażliwa na zakłócenia lub brak kilku impulsów synchronizacji.



Rys. 1. Schemat blokowy układów scalonych UL1261N i UL1262N

Następnie impulsy synchronizacji poddawane są separacji oddzielającej impulsy synchronizacji pionowej od poziomej. Separacji dokonuje się przez całkowanie. Wykorzystuje się różnice czasu trwania tych impulsów. Wydzielone impulsy synchronizacji pionowej są wzmacniane (blok II) i doprowadzane do końcówki 7. Sterują następnie bezpośrednio generator ramki.

Synchronizacja generatora linii przebiega w dwóch oddzielnych pętlach fazowych (blok III i IV). Pierwszy układ porównuje fazę przebiegu piłokształtnego, uzyskiwanego z generatora linii (blok V) z fazą impulsów synchronizacji poziomej. Różnica faz tych przebiegów jest przetwarzana na napięcie stałe, które steruje

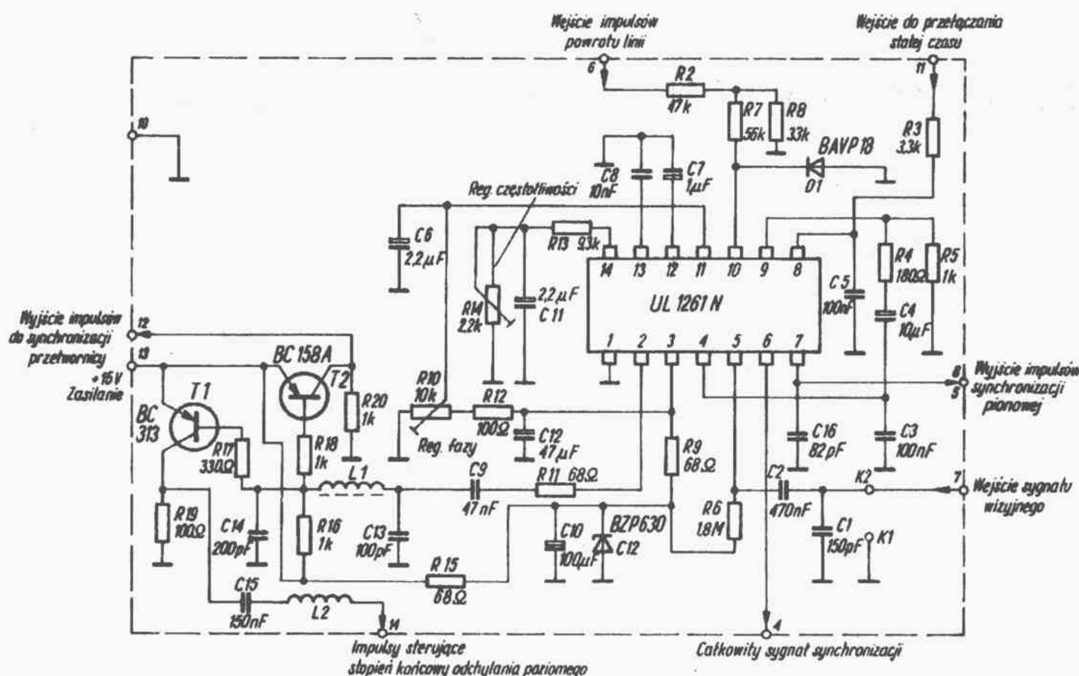
Przebieg z generatora linii jest doprowadzany do wzmacniacza impulsów (blok VII), który formułuje prostokątne impulsy sterujące tyrystorowym (UL1261N) lub tranzystorowym (UL1262N) stopniem mocy, współpracującym z transformatorem odchylania poziomego.

Zadaniem drugiego układu kontroli fazy (blok IV) jest porównanie fazy napięcia piłokształtnego z generatora linii z fazą impulsów powrotu linii. Różnica tych faz jest przetwarzana na napięcie stałe, które steruje położeniem impulsów wyjściowych. Ten drugi układ kontroli fazy zapewnia prawidłowe położenie obrazu na rastrze.

Blok VIII zawiera stabilizator zasilający poszczególne układy wewnętrzne.

Wartości parametrów charakterystycznych Tablica 3

Nazwa parametru	Oznaczenie i jednostka	Wartość
Amplituda impulsów wyjściowych synchronizacji pionowej	U_7 [V]	>8
Czas trwania impulsów wyjściowych synchronizacji pionowej	t_7 [μs]	>150
Amplituda napięcia wyjściowego selektora impulsów	U_6 [V]	>8
Czas trwania impulsów synchronizacji poziomej	t_2 [μs]	
UL1261N		4...8
UL1262N		25...30
Częstotliwość własna oscylatora	f_0 [Hz]	15 625
Zakres trzymania	$\pm\Delta f_H$ [Hz]	400...1000



Rys. 2. Schemat modułu synchronizacji odbiornika „Jowisz 04" i „Jowisz 05"

PRZYKŁADY ZASTOSOWAŃ

Na rysunku 2 przedstawiono schemat ideowy modułu synchronizacji odbiornika telewizji kolorowej „Jowisz". Moduł ten współpracuje z tyrystorowym stopniem końcowym odchylania poziomego.

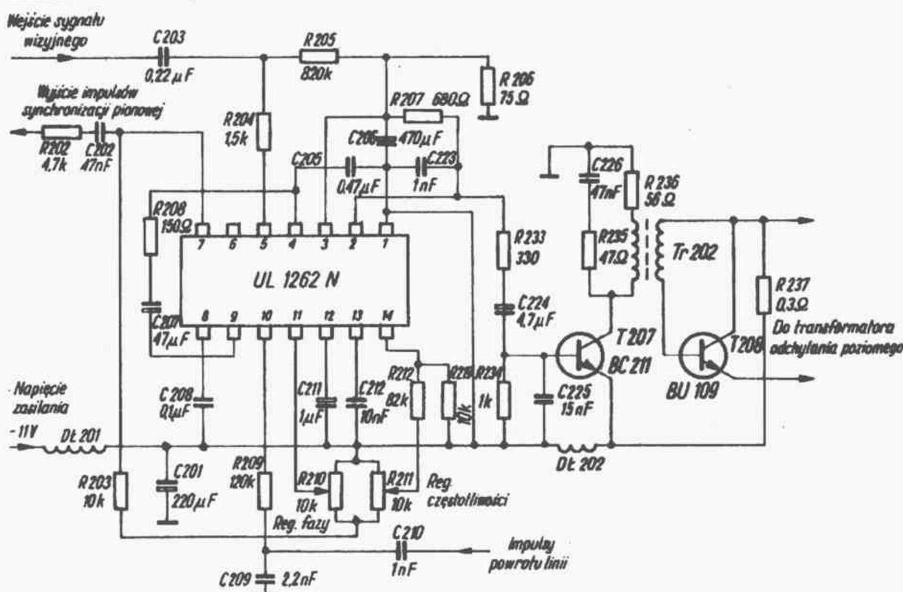
Sygnał wizyjny jest doprowadzany do końcówki 5. Układ scalony UL1261N wydziela z niego całkowity sygnał synchronizacji, który dostępny jest na końcówce 6. W wyniku separacji otrzymuje się na końcówce 7 impulsy synchronizacji pionowej, które są przekazywane do modułu odchylania ramki. Impulsy synchronizacji linii nie są wyprowadzane na zewnątrz, lecz przekazywane do układu kontroli fazy i częstotliwości, znajdującego się wewnątrz układu scalonego.

Częstotliwość impulsów synchronizacji poziomej jest porównywana z częstotliwością wewnętrznego generatora. Rezystory R13, R14 i kondensator C8 ustalają częstotliwość drgań swobodnych generatora odchylania poziomego.

Na końcówce 2 otrzymuje się impulsy, które po wzmocnieniu przez tranzystor T1 sterują tyrystorowy stopień końcowy odchylania poziomego. Te same impulsy wzmacniane przez tranzystor T2 synchronizują przetwornicę zasilacza z przetwarzaniem w bloku zasilania i stabilizacji.

W układzie scalonym UL1261N następuje również porównywanie impulsów synchronizacji linii z impulsami powrotu linii, w celu kompensacji przesunięcia fazy występującego między generatorem linii a stopniem końcowym odchylania poziomego. Przesunięcie fazy obrazu względem siatki obrazowej ustala się również rezystorem nastawnym R10.

Przy współpracy odbiornika z magnetowidem, do wyjścia 11 modułu synchronizacji doprowadza się napięcie stałe +12 V, które przełącza stałą czasu filtru w układzie automatycznej regulacji fazy.



Rys. 3. Schemat bloku synchronizacji w odbiorniku „Vela 202"

Na rysunku 3 przedstawiono przykład zastosowania układu scalonego UL1262N w odbiorniku telewizyjnym „Vela 202", wyposażonym w tranzystorowy stopień końcowy odchylania poziomego (tranzystor T208). Zasada pracy bloku synchronizacji odbiornika „Vela 202" jest podobna do opisanego modułu odbiornika telewizyjnego „Jowisz". Istotna różnica dotyczy zasobu zasilania tych bloków. W odbiorniku telewizyjnym „Vela 202" zastosowano zasilanie napięciem stałym, którego biegun dodatni jest połączony z masą. Odbiornik ten nie może współpracować z magnetowidem oraz nie wyprowadza się sygnału synchronizacji poziomej do przetwornicy. Korekcję ustawienia fazy w bloku synchronizacji odbiornika telewizyjnego „Jowisz". Istotna różnica dotyczy zasobu zasilania wość własna generatora linii jest ustawiana rezystorem R211.

mgr inż. JERZY PODSIADŁY

ANALOGOWE KLUCZE TRANZYSTOROWE

Jednym z wielu zastosowań tranzystora bipolarnego jest kluczowanie sygnałów analogowych.

Klucz tranzystorowy spełnia taką samą funkcję, jak zestyk hermetyczny, ale może być użyty w takich przypadkach, w których zestyyk działający na zasadzie elektromechanicznej jest nieprzydatny. Wynalezienie bipolarnych tranzystorów umożliwiło realizację ekonomicznego i niezawodnego klucza elektronicznego. Precyzyjne kluczowanie sygnałów analogowych stało się możliwe jednak dopiero po stwierdzeniu, że tranzystor bipolarny daje małe napięcia resztkowe, gdy jest włączony inwersyjnie. Następnym etapem rozwoju w precyzyjnym kluczowaniu było użycie tranzystorów polowych, których charakterystyka prądowo-napięciowa przechodzi dokładnie przez zero. Klucze analogowe realizowane z tranzystorów bipolarnych stwarzają wiele ograniczeń pod względem: wytrzymałości napięciowej, obciążenia prądowego, szybkości działania oraz galwanicznych sprzężeń. Jednak takie korzyści techniczne z ich stosowania, jak mała moc sygnału sterującego, małe wymiary i duża szybkość przełączania są bezsporne.

Przydatność tranzystorów ogólnego zastosowania do przełączania sygnałów analogowych może być oceniana na podstawie kilku użytkowych parametrów, wyrażających właściwości klucza analogowego.

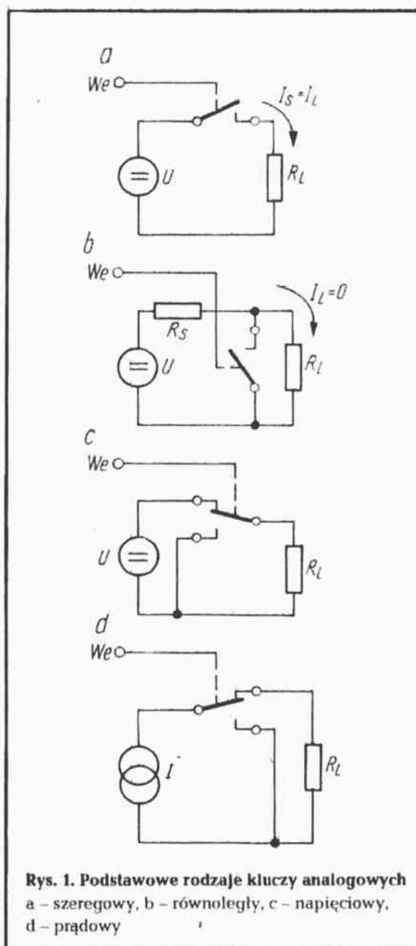
Produkuje się na świecie kilka typów tranzystorów bipolarnych technologicznie specjalnie przystosowanych do tej funkcji. Tranzystory te, zwane czoperowymi, umożliwiają realizację kluczy analogowych o lepszych parametrach niż parametry kluczy z tranzystorów przewidzianych do wzmacniaczy lub układów impulsowych. Ponieważ w Polsce nie produkuje się tranzystorów czoperowych, konstruktorzy sprzętu elektronicznego muszą dobierać tranzystory do kluczowania sygnałów analogowych spośród tranzystorów przeznaczonych do innych zastosowań.

Celem artykułu jest zaprezentowanie kryteriów oceny przydatności tranzystorów produkcji krajowej do kluczowania sygnałów analogowych oraz przykładowych rozwiązań układowych kluczy z tranzystorami bipolarnymi.

Monolityczne układy scalone stwarzają znacznie większe możliwości precyzyjnego kluczowania sygnałów analogowych, ale stanowią zupełnie odrębną klasę układów. Nowoczesne technologie realizacji układów elektronicznych eliminują wiele problemów, które konstruktor napotyka przy projektowaniu układów z elementów dyskretnych.

Mimo znanych osiągnięć techniki światowej w tej dziedzinie często jeszcze może wyniknąć potrzeba zastosowania klucza analogowego o specjalnie dostosowanych parametrach. Skorzystanie w takim przypadku z uniwersalnych elementów dyskretnych może okazać się technicznie i ekonomicznie uzasadnione.

Przełączanie sygnałów z dużą szybkością i dokładnością stanowi zasadniczy problem systemów automatycznego sterowania, automatycznego przetwarzania danych i systemów pomiarowych. Przełączanie napięć lub prądów stałych jest konieczne przede wszystkim w przetwornikach cyfrowo-analogowych, przetwornikach z podwójnym całkowaniem, wielokanałowych komutatorach analogowych, wzmacniaczach z przetwarzaniem itp.



Rys. 1. Podstawowe rodzaje kluczy analogowych
a – szeregowy, b – równoległy, c – napięciowy, d – prądowy

Schematy różnych kluczy analogowych umożliwiających skokową zmianę wartości napięcia lub prądu w obwodzie elektrycznym przedstawiono na rys. 1.

W zależności od sposobu włączenia i rodzaju sygnału rozróżnia się następujące rodzaje kluczy: szeregowy, równoległy, szeregowo-równoległy, prądowy, galwanicznie izolowany, bezpośrednio sprzężony, sterowany napięciowo i sterowany prądowo.

Włączenie kluczem napięciowym precyzyjnego rezystora wymusza dokładną wartość prądu, natomiast wymuszenie prądu przez precyzyjny rezystor kluczem prądowym daje dokładną wartość napięcia.

Zakres przełączanych napięć jest ograniczony dopuszczalnym napięciem dla złącza kolektor-baza lub emiter-baza tranzystora bipolarnego, zależnie od sposobu włączenia tranzystora w układzie klucza analogowego. Zakres przełączanych prądów w praktyce wynosi od 0 do 2 mA.

Klucz napięciowy zrealizowany z tranzystorem bipolarnym musi być włączony bezpośrednio przy jednym z biegunów źródła napięciowego, aby zapewnić obwód dla nadmiarowego prądu bazy.

Zastosowanie takich kluczy analogowych jest ograniczone do obwodów, w których sprzężenie galwaniczne między obwodem sterowania a obwodem kluczowym nie stanowi istotnej przeszkody w zapewnieniu żądanej dokładności.

Zakres zastosowania klucza jest zdeterminowany również szybkością kluczowania. Czas przełączania klucza napięciowego z tranzystorami bipolarnymi zwykle jest nie krótszy niż 100 ns.

Idealny klucz, charakteryzujący się zerową impedancją w stanie włączenia i nieskończenie dużą impedancją w stanie wyłączenia, nie może być zrealizowany za pomocą tranzystora. Specjalny dobór tranzystorów i układów ma na celu spełnienie tego idealnego warunku z przybliżeniem wystarczającym dla wszystkich praktycznych zastosowań.

Tranzystor bipolarny zależnie od napięć polaryzujących może znajdować się w trzech różnych stanach, a mianowicie:
– w stanie aktywnym, gdy złącze baza-emiter jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia, a złącza baza-kolektor w kierunku zaporowym,
– w stanie nasycenia, gdy oba złącza tranzystora są spolaryzowane w kierunku przewodzenia,
– w stanie zatkania, gdy oba złącza tranzystora są spolaryzowane w kierunku zaporowym.

Cd. na str. 186

ODBIORNIKI TELEWIZYJNE NEPTUN 427, 428, 429, 629 i 630

Wymienione w tytule typy odbiorników telewizyjnych NEPTUN są kolejnymi wersjami znanej rodziny jednopłytowych odbiorników lampowo-tranzystorowych II klasy, produkowanych w Gdańskich Zakładach Elektronicznych UNIMOR. Nowe podzespoły i nowe układy, które zastosowano w tej „rodzinie" odbiorników wynikają z programu poprawy jakości i niezawodności działania odbiorników produkowanych w GZE UNIMOR.

W odbiornikach serii „400" zastosowano nowoczesne antyimplozyjne kineskopy o przekątnej ekranu 50 cm (20 cali), a w odbiornikach serii „600" – kineskopy o przekątnej ekranu 61 cm (24 cale). W poszczególnych typach zastosowano też różne zespoły załączająco-programujące.

Schemat z zaznaczeniem podstawowych różnic między poszczególnymi typami odbiorników, przedstawiono na rys. 1 (str. 182, 187).

DANE TECHNICZNE

Napięcie zasilające: 220 V ±5%...10%, 50 Hz
Moc pobierana z sieci: 150 W
Zakres odbioru:
wszystkie kanały telewizyjne w zakresie od I do V
Wejście antenowe VHF i UHF: symetryczne 240...300 Ω

Czułość użytkowa toru wizji:
- w pasmach I...III ⩽–56 dB (U_{we} = 870 μV)
- w pasmach IV...V ⩽–50 dB (U_{we} = 1,75 mV)

Czułość toru wizji ograniczona synchronizacją:
- w pasmach I...III ⩽–72 dB (U_{we} = 140 μV)
- w pasmach IV...V ⩽–68 dB (U_{we} = 220 μV)

Znamionowa moc wyjściowa fonii: 1,5 W (przy h = 6%)
Ciężar:
- z serii „400" 21 kg
- z serii „600" 27 kg

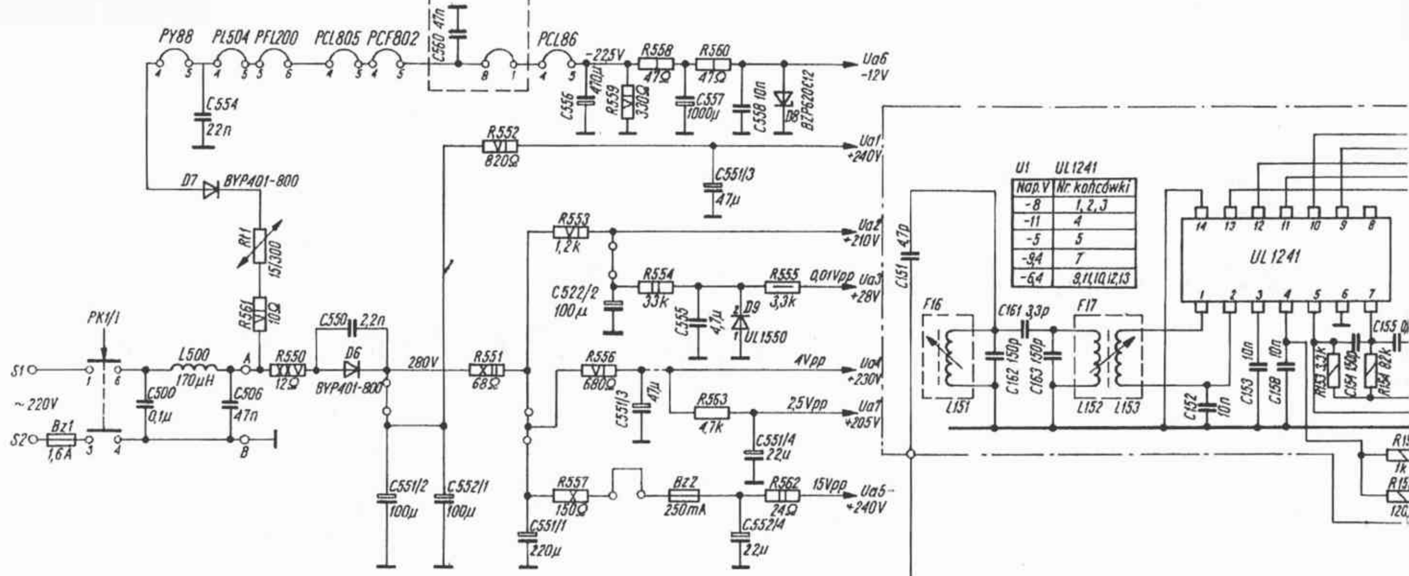
Wymiary:
- z serii „400" 430×360×600 mm
- z serii „600" 500×400×700 mm

OPIS UKŁADÓW

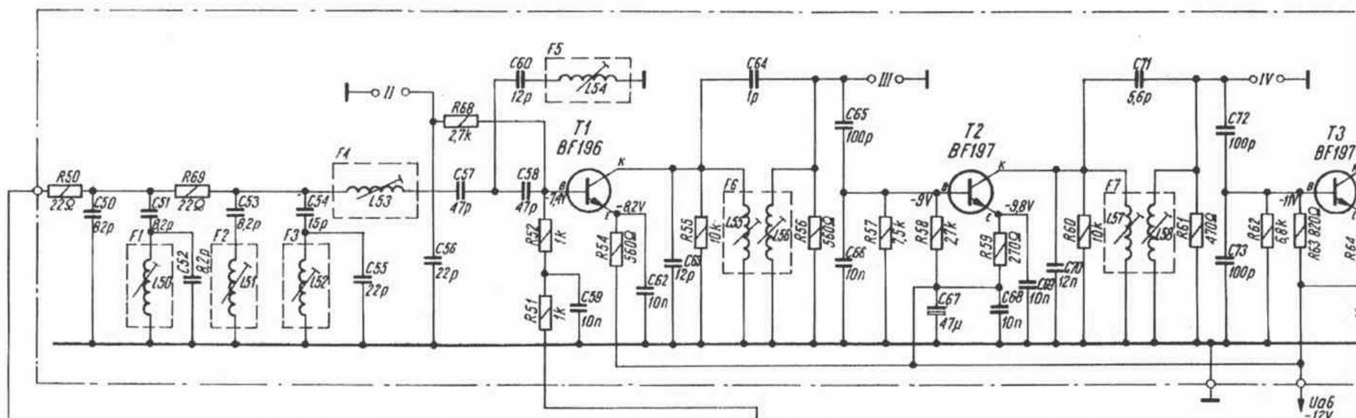
Wszystkie opisane typy odbiorników są wyposażone w jednakowe głowice zintegrowane VHF/UHF. Różne są natomiast w poszczególnych typach zespoły załączająco-programujące. Głowica składa się z części VHF i UHF zmontowanych na dwóch oddzielnych płytkach drukowanych umieszczonych w metalowej obudowie ekranującej. Część VHF składa się ze wzmacniacza w.cz., mieszacza i heterodyny pracujących z tranzystorami BF200, BF214A i BF214B, a część UHF ze wzmacniacza w.cz. i mieszacza samodrgającego, pracujących z tranzystorami BF180 i BF181D. Ponadto przy pracy w paśmie UHF, mieszacz z części VHF jest wykorzystany jako pierwszy stopień wzmacniacza pośr.cz. Przestrajanie obwodów w głowicy odbywa się przez zmianę pojemności diod warikapowych BB105G (część VHF) oraz BB105A (część UHF). Schemat głowicy zintegrowanej ilustruje rys. 2 (str. 183).

Napięcia zasilające, przełączające i regulacyjne są doprowadzane do głowic zintegrowanych za pośrednictwem zespołów załączająco-programujących. W odbiornikach NEPTUN 427 zastosowano zespół czteroprogramowy ZZP 20410E z sensorowym przełącznikiem zaprogramowanych kanałów, w odbiornikach NEPTUN 428 i 629 – zespół ZZP 20530M (pięcioprogramowy z mechanicznym przełącznikiem kanałów), w odbiornikach NEPTUN 429 – zespół ZZP 20410M (czteroprogramowy z mechanicznym przełącznikiem kanałów), a w odbiornikach NEPTUN 630 – zespół ZZP 20310M (trzyprogramowy z mechanicznym przełącznikiem kanałów).
Schematy ideowe poszczególnych zespołów przedstawiono na rysunkach 3, 4, 5 i 6 (str. 184 i 185).

Każdy zespół załączająco-programujący składa się przede wszystkim z trzypozycyjnych przełączników zakresów, z bardzo stabilnych potencjometrów paskowych oraz z przełączników (uprzednio zaprogramowanych) kanałów. Zespoły mechaniczne są proste i różnią się między sobą tylko liczbą sekcji.
Zespół elektroniczny ZZP 20410E jest zrealizowany na dwóch płytkach drukowanych (zaznaczone liniami przerywanymi na rys. 3). Na jednej z nich znajdują się przełączniki zakresów i potencjometry (programator), a na drugiej część przełączająca.
W części załączającej znajdują się cztery przerzutniki bistabilne współzależne, pracujące z tranzystorami T1 i T2, T3 i T4, T5 i T6 oraz T7 i T8. Sposób załączania programów zostanie wyjaśniony na przykładzie działania jednej z sekcji, na przykład sekcji 4.
Układ pracujący z tranzystorami T7 i T8, dzięki bezpośredniemu połączeniu kolektora tranzystora T7 z bazą tranzystora T8 (dodatnie sprzężenie zwrotne prądu stałego), charakteryzuje się dwoma stanami. I tak: jeżeli jest włączona sekcja 1, 2 lub 3 – tranzystory nie przewodzą i stan drugi po uruchomieniu sekcji – obydwa tranzystory przewodzą. Włączenie sekcji następuje po dotknięciu palcem elektrod czujnika sensorowego nr 4. W chwili dotknięcia elektrod czujnika zaczyna płynąć prąd bazy tranzystora T7 przez rezystory R26 i R30 do zasilacza –12 V. Dioda D10 pełni funkcję separującą, zapobiegając bocznikowaniu tego układu przez rezystor R25. Zaczyna też płynąć prąd kolektora tranzystora T8, znacznie większy od prądu bazy tranzystora T7. Wywołany tym prądem spadek napięcia na rezystorze R25 powoduje spolaryzowanie diody D10 w kierunku przewodzenia i lawinowy wzrost prądu, aż do nasycenia tranzystora T8. Włączenie sekcji 4 powoduje wyłączenie tej, która była uprzednio włączona, dzięki wspólnemu rezystorowi emiterowemu R1.
Wskutek tego, że przez tranzystor T8 płynie duży prąd, w układach sekcji powstają takie różnice potencjałów, że diody D11 i D12 zaczynają przewodzić. Na ślizgaczu potencjometru P4 ustala się określone napięcie. Od jego wielkości zależy napięcie na wyjściu wtórnika pracującego z tranzystorem T14, wykorzystywane jako napięcie warikapowe (do przestrajania warikapów w głowicy).
Spadek napięcia na diodzie świecącej DL4 wskazującej, że została włączona sekcja 4, jest wykorzystywany do włączenia przez tranzystor T11, T12 lub T13 (w zależności od położenia



U1	UL1241
Nap.V	Nr końcówki
-8	1,2,3
-11	4
-5	5
-9,4	7
-6,4	8,11,10,12,13



C603
VHF 300Ω
C604
C601
UHF 300Ω
C602
Głowica zintegrowana ZT6 VHF/UHF
IV-V lub I-II lub III
-12V ARW -12V 0/28V -12V
C608 10n
C605 2,2μ
C607 10n
Ua6 -12V
W1-6 G1-6
Ua3 +28V
R504
R609 10k
ZZP 20410E (stosowany w OTV N 427)

R458 1k
R265 10k
C250 3,3n
R253 470k
R254 68k
C254 47n
C255 47n
C259 470p
VDR251
R267 10k
80V
V3 PCL805
R269 330k
R251 330k
R268 330k
Tr3
VDR252
C258 47n
R266 1k
-40V
R257 470k
R259 470k
R260 1k
C252 0,1μ
C253 22n
0,4V
C251 47n
R255 470k
R250 470k
R256 1M
D2 AAP120
VDR250
R261 680k
R262 1M
R264 470Ω
C257 100μ
Ua7 +205V
Ua4 +230V
C200 10n
Ua2 +210V
V1 PFL200
125V
R201 330k
C201 220p
R200 1M
R252 100k
C204 10n

ZZP 20530M (stosowany w OT NEPTUN 428, 629)

ZZP 20310M (stosowany w OT NEPTUN 630)

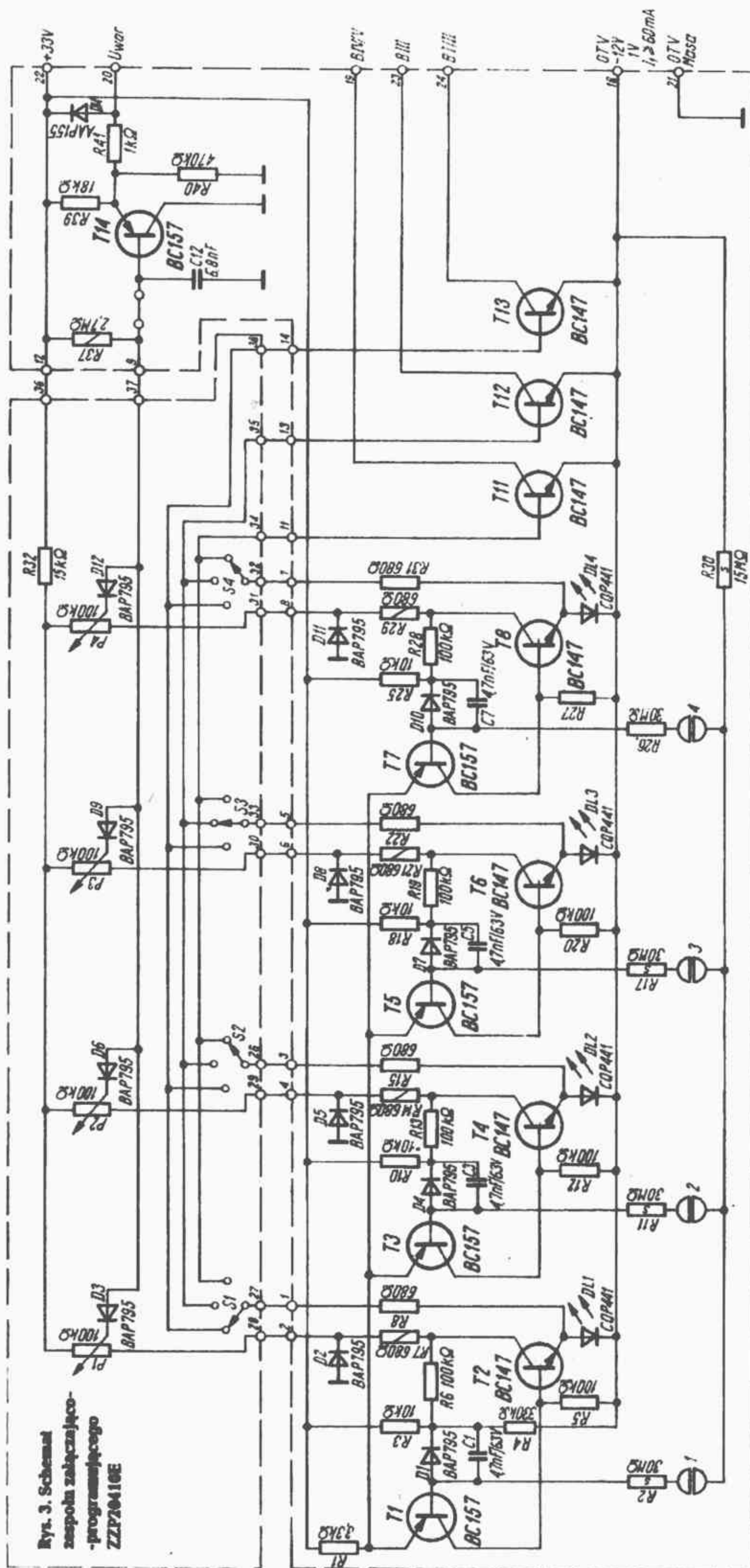
ZZP 20410M (stosowany w OT NEPTUN 429)

OT NEPTUN 427, 428, 429, 629, 630
Sieć
Głośnik
PK1/I
PK1/II

OT NEPTUN
Sieć
PK1/I
Elektromagnes

Napięcia warikapowe
VHF zakres I i II ÷ (1÷28) V(=) BI i II
VHF zakres III ÷ (4÷28) V(=) BIII
UHF ÷ (2÷28) V(=)

Rys. 2. Schemat głowicy zintegrowanej

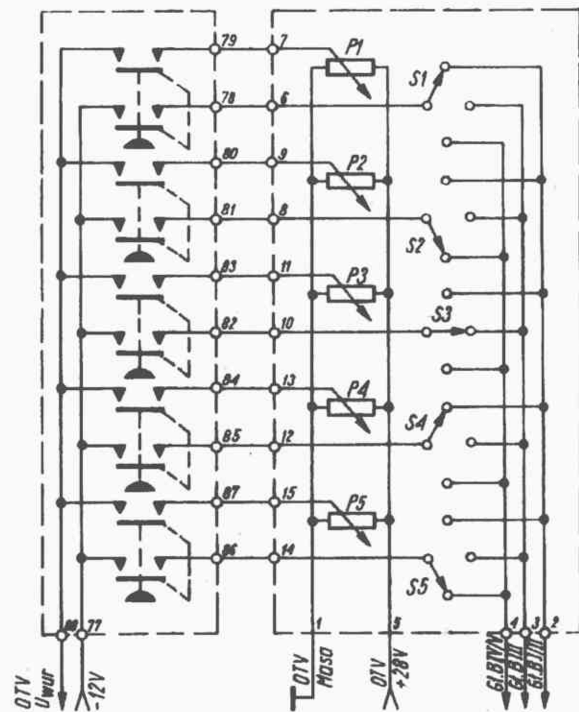


Rys. 3. Schemat zespołu załączająco-programującego ZZP20410E

wybieraka przełącznika S4) określonego napięcia zasilającego głowicę. Przy ustawieniu ślizgacza przełącznika S4, jak na rys. 4, zostaje zasilana część UHF.

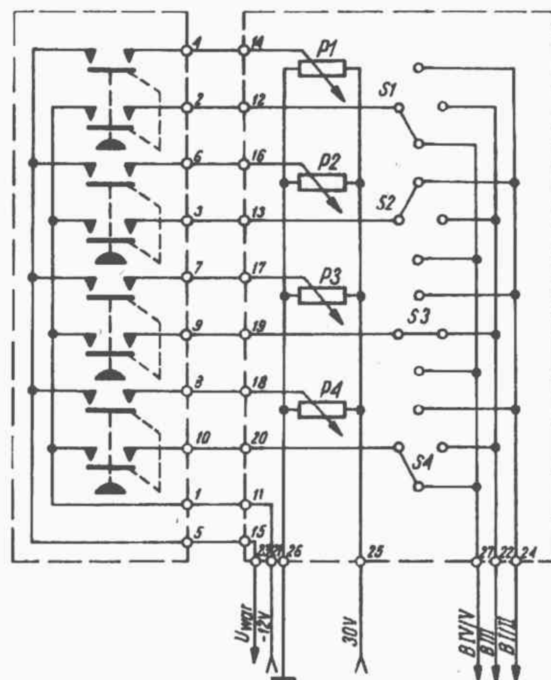
Dioda D14 wraz z rezystorem R41 służą do kompensacji temperaturowej tranzystora T14 i diody D12 lub innej, zależnie od włączonej sekcji.

Wzmacniacz pośr.cz. pracuje z trzema tranzystorami (BF196, 2×BF197) w układzie, który sprawdził się przez kilka lat w poprzednich typach odbiorników NEPTUN. Wzmacniacz

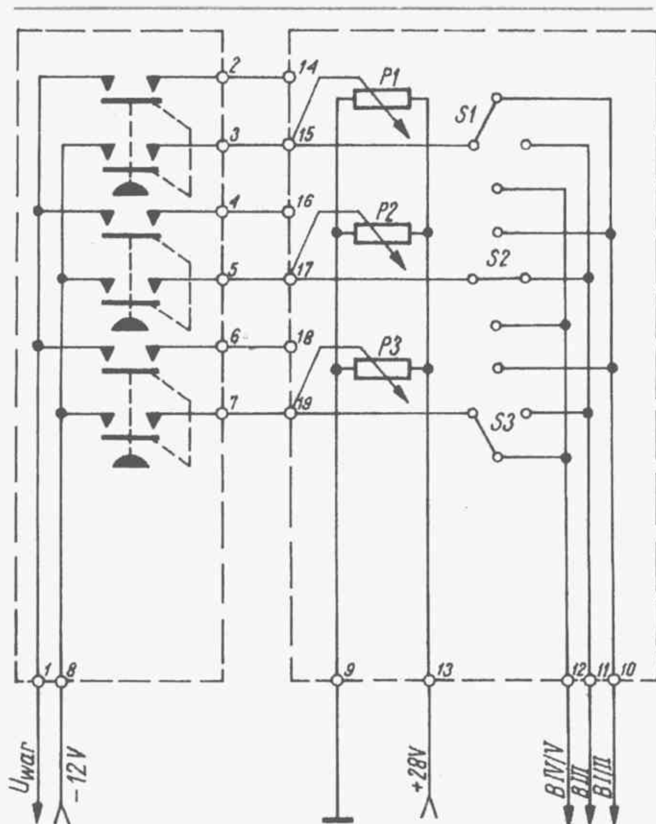


Rys. 4. Schemat zespołu załączająco-programującego ZZP20510M

charakteryzuje się dużą niezawodnością, dobrymi parametrami i prostotą układów. Wszystkie trzy stopnie pracują w układzie ogólnego emitera i są zasilane napięciem ujemnym również od strony emiterów. Bazy tranzystorów znajdują się na potencjale zbliżonym co do wielkości do potencjału poszczególnych emiterów. Napięcie do bazy tranzystora T1 jest doprowadzane z układu ARW, a do baz tranzystorów T2 i T3 z zasilacza, z którego jest pobierane napięcie emiterowe. Kolektory znajdują się na potencjale masy.



Rys. 5. Schemat zespołu załączająco-programującego ZZP20410M



Rys. 6. Schemat zespołu załączająco-programującego ZZP20310M

Detektor wizji pracuje z diodą AAP161. Rezystor R66 i kondensator C79 stanowią mostek detekcyjny. Dławik DŁ101 i kondensator C80 zapewniają kompensację charakterystyki częstotliwościowej oraz wytłumienie resztek sygnałów o częstotliwości pośredniej.

Wzmacniacz wizji pracuje z częścią pentodową lampy PFL200. Jest to szerokopasmowy wzmacniacz oporowy z kompensacją, przenoszący oprócz sygnału wizyjnego również i składową stałą. Wzmacniacz zapewnia na wyjściu amplitudę napięcia sygnału wizyjnego w granicach 80...90 V_{ss}. Regulacja amplitudy (kontrastu) jest realizowana za pomocą potencjometru R501. Obwód rezonansowy L101, C105 zapobiega przedostawaniu się sygnałów o częstotliwości różnicowej fonii do katody kineskopu.

W odbiorniku zastosowano układ automatycznej regulacji jaskrawości. Do ręcznej regulacji jaskrawości służy potencjometr R502. Dioda D15, kondensator C110 i rezystor R409 stanowią układ ograniczania prądu kineksopu. Ma on za zadanie zabezpieczenie przed przeciążeniem prądowym półprzewodnikowego prostownika wysokiego napięcia, jak również ograniczenie zmian napięcia przyspieszającego na anodzie kineskopu oraz zmian szerokości obrazu przy zmianach jaskrawości.

Tranzystor BC157 (T6) pracuje w układzie ARW. Jest to układ kluczowanej ARW, charakteryzującej się małą wrażliwością na zakłócenia. Kluczujące impulsy powrotu linii są doprowadzane do kolektora przez kondensator C353 z końcówki 2 transformatora wyjściowego linii. Napięcie ARW jest doprowadzane do głowicy w.cz. i pierwszego stopnia pośr.cz. wizji.

Wzmacniacz różnicowej częstotliwości fonii, ogranicznik, detektor FM oraz przedwzmacniacz m.cz. pracują z układem scalonym UL1241.

Wzmacniacz napięciowy i wzmacniacz mocy są zrealizowane w układzie z lampą PCL86.

Pentoda napięciowa lampy PFL200 pracuje w układzie selektora amplitudy w układach synchronizacji.

Rezystor R201 i kondensator C201 stanowią układ tłumiący krótkotrwałe zakłócenia impulsowe. Kondensator C201 jest ładowany w czasie pojawienia się impulsu zakłócającego, a następnie szybko rozładowuje się przez rezystor R201. Stałe przedpięcie siatki pierwszej, pochodzące z kondensatora C200, praktycznie nie zmienia się więc w trakcie pojawienia się krótkotrwałego impulsu zakłócającego.

Właściwą częstotliwość odchylania poziomego zapewnia nowoczesny układ automatycznej regulacji fazy i częstotliwości (ARFiCz). Zastosowany układ jest mało wrażliwy na zmianę kształtu lub amplitudy impulsów powrotów, wywołanych zmianą obciążenia transformatora linii, zmianą napięć zasilających lub innymi czynnikami. Układ ARFiCz pracuje z diodami D3 i D4. Stan przewodzenia diod jest zależny od fazy impulsów synchronizujących, doprowadzanych do układu przez kondensator C207, w stosunku do fazy impulsów powrotów linii (impulsy powrotów linii są przekształcane w przebiegi piłozębne za pomocą układów całkujących R209, C210 i R210, C212).

Jeżeli impulsy synchronizujące docierają do diod w tym samym czasie co i środki stromej części przebiegów piłozębnych, obie diody są spolaryzowane jednakowo. Kondensatory C208 i C209 ładują się wtedy do jednakowych wartości, powodując na suwaku potencjometru R214 zero napięcia regulacyjnego. W przypadku, gdy fazy impulsów synchronizujących i przebiegów piłozębnych nie są w fazie, napięcie regulacyjne jest dodatnie lub ujemne. Wpływa to natychmiast na częstotliwość generatora linii powodując powrót do synchronicznej pracy. Generator linii pracuje z częścią pentodową lampy PCF802. Część triodowa tej lampy stanowi lampę reaktancyjną lub inaczej, „zmienną pojemność" w dzielniku pojemnościowym obwodu rezonansowego generatora. Zmiana napięcia regulacyjnego doprowadzanego do lampy reaktancyjnej powoduje zmianę jej pojemności wyjściowej i tym samym zmianę częstotliwości generatora linii. Odpowiedni dobór stałej czasowej układu składającego się z kondensatora C301 i rezystorów R302, R303 zapewnia krótki czas opadania przebiegu wyjściowego z generatora, a rezystor R306 i kondensator C304 zapewniają właściwy kształt przebiegu wyjściowego w okresie narastania.

Wzmacniacz końcowy linii pracuje w układzie konwencjonalnym z lampą PL504. Lampa PY88 i kondensator C351 pracują w układzie usprawniającym.

Układ odchylania pionowego jest zrealizowany z lampą PCL805 (multiwibrator mocy). W okresie wybierania część triodowa lampy jest zatkana. Kondensator C251 jest ładowany napięciem usprawnionym z kondensatora C351. Napięcie na kondensatorze C251 ma charakter liniowo-narastający. W tym samym czasie następuje rozładowywanie się kondensatora C250 przez rezystory R265, R267 i R250, powodując powolny wzrost napięcia na siatce triody. Wtedy, gdy napięcie to wzrośnie do takiej wartości, że nastąpi odetkanie lampy, zewrze ona kondensator C251 i spowoduje szybkie jego rozładowanie. W tym momencie zostaje przerwany przepływ prądu anodowego pentody. Powoduje to powstanie dużego impulsu dodatniego na uzwojeniu pierwotnym transformatora wyjściowego i tym samym stosunkowo szybkie naładowanie kondensatora C250. Naładowanie tego kondensatora powoduje ponowne zatkanie triody i rozpoczęcie procesu ładowania się kondensatora C251, a więc wybieranie następnego półobrazu. Warystor VDR251 i rezystor R265 powodują, że kondensator C250 jest ładowany tylko szczytami impulsów z transformatora wyjściowego (układ zabezpieczający triodę przed przebiciem).

Impulsy synchronizacji pionowej są doprowadzane z selektora amplitudy przez podwójny człon całkujący do katody triody lampy PCL805. Powodują one wcześniejsze (niż wynikałoby to

z rozładowania kondensatora C250) odblokowanie lampy i dają początek lawinowemu procesowi przerzutu w multiwibratorze. Napięcie stałe na katodzie triody, wynikające z ładowania się kondensatora C251, jest w tym czasie ujemne, a więc dodaje się ono do impulsu wyzwalającego (ujemnego), powodując pewniejsze wyzwalanie.

Warystor VDR252 zabezpiecza transformator wyjściowy przed przebiciem podczas powrotów promienia. Na uzwojeniu pierwotnym powstaje w tym czasie napięcie impulsowe o dużej amplitudzie.

Impulsy gaszące kineskop podczas powrotów promienia pobrano z końcówki 3 transformatora wyjściowego ramki i z końcówki 4 transformatora wyjściowego linii.

Zadaniem diody D5 jest obcięcie drgań pasożytniczych występujących po impulsach powrotów linii, doprowadzanych do siatki drugiej kineskopu.

Termistor (rezystor o ujemnym współczynniku temperaturowym) znajdujący się w obwodzie cewek odchylania pionowego ma za zadanie kompensację wzrostu oporności drutu cewek przy nagrzewaniu się odbiornika.

Zasilacz odbiornika składa się z dwóch oddzielnych układów: zasilacza anodowego zrealizowanego z diodą D6 (BYP401-800) oraz zasilacza niskonapięciowego –12 V zrealizowanego z diodą D7 (BYP401-800). Napięcie warikapowe (+28 V) i napięcie –12 V są stabilizowane. Pierwsze za pomocą układu scalonego UL1550, a drugie za pomocą diody Zenera BZP620-C12.

Z obwodów zasilania na podkreślenie zasługuje fakt zasilania stopnia wyjściowego odchylania pionowego z osobnej gałęzi zasilacza anodowego U_{a4}. Eliminuje to wpływ wzmacniacza na pozostałe układy odbiornika i jednocześnie zapewnia małe zniekształcenia liniowości odychylania pionowego przy odbiorze sygnału stabilizowanego kwarcem (praca asynchroniczna z siecią zasilającą). *Z.B.*

Analogowe klucze tranzystorowe – cd. z str. 180

Włączenie tranzystora w obwodzie określa się jako normalne, jeżeli nadmiar prądu bazy w stanie nasycenia płynie przez emiter.

Przy włączeniu inwersyjnym nadmiar prądu bazy płynie przez kolektor.

Wzmocnienie prądowe tranzystora jest duże tylko wtedy, gdy prąd płynie w kierunku od kolektora do emitera. Wyrażenia na wartość prądu w obwodzie wyjściowym są przedstawione na rys. 2. Symbolem h_{21E} oznaczono wzmocnienie prądowe tranzystora przy normalnym włączeniu według rys. 2a, natomiast h_{21EI} oznacza się wzmocnienie prądowe tranzystora przy inwersyjnym włączeniu według rys. 2b.

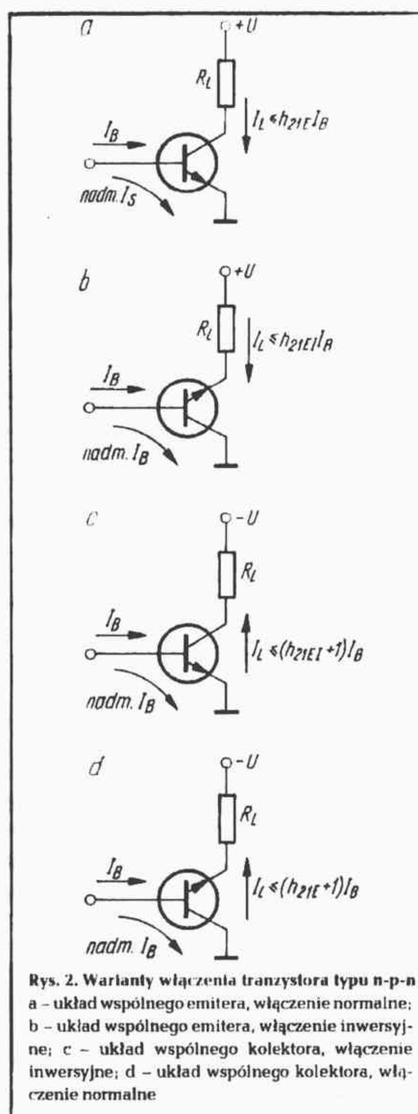
Przy normalnym włączeniu tranzystora prąd można wymusić w kierunku odwrotnym (rys. 2c).

Jeżeli R_L maleje (lub +U wzrasta), to prąd przez obciążenie I_L wzrasta, aż osiągnie wartość maksymalną, np. h_{21EI} I_B, następnie prąd maleje, ponieważ tranzystor wychodzi z nasycenia.

Przy zastosowaniu tranzystora do precyzyjnego kluczowania sygnałów analogowych najbardziej korzystny jest układ inwersyjny (rys. 2B) i układ wspólnego kolektora (rys. 2d).

Układ inwersyjny wymaga sterowania sygnałem prądowym, ma dłuższe czasy przejścia z nasycenia do zatkania i zawsze pozostawia na tranzystorze napięcie resztkowe zależne od prądu sterującego w bazie i wymuszanego w obwodzie wyjściowym.

Układ wspólnego kolektora wymaga sterowania sygnałem napięciowym, ma krótszy czas przejścia z nasycenia do zatkania, a przy doborze odpowiedniej wartości prądu sterującego I_B względem wymuszanego w obwodzie wyjściowym możliwe jest zredukowanie napięcia resztkowego do zera. Nadmiar prądu bazy w stanie nasycenia jest odprowadzany przez kolektor, a więc tranzystor ma parametry jak dla włączenia inwersyjnego.



Rys. 2. Warianty włączenia tranzystora typu n-p-n
a – układ wspólnego emitera, włączenie normalne; b – układ wspólnego emitera, włączenie inwersyjne; c – układ wspólnego kolektora, włączenie inwersyjne; d – układ wspólnego kolektora, włączenie normalne

Zachowanie się tranzystora działającego jako klucz analogowy pod wpływem napięć polaryzujących i wymuszanych prądów określają przede wszystkim rodziny charakterystyk napięciowo-prądowych w zakresie małych prądów, przedstawione na rys. 3.

Rodziny charakterystyk przedstawiają zależności napięciowo-prądowe dla różnych wariantów włączenia tranzystora w obwodzie.

Najkorzystniejszy jest oczywiście ten obszar pola charakterystyk, w którym przepływ prądu przez tranzystor odbywa się przy małym spadku napięcia emiter-kolektor.

O wyborze sposobu włączenia tranzystora decyduje wartość napięcia resztkowego, gdy przez obwód wyjściowy emiter-kolektor nie płynie prąd, czyli w punkcie przejścia charakterystyk przez oś napięcia.

Teoretyczne wyrażenie wprowadzone przez Ebers'a i Moll'a dla napięcia resztkowego na tranzystorze normalnie włączonym ma postać:

$$U_{RN} = \pm \frac{\lambda kT}{q} \ln\left(1 + \frac{1}{h_{21EI}}\right) + I_B r'_e$$

natomiast na tranzystorze włączonym iwersyjnie pozostaje napięcie

$$U_{RI} = \pm \frac{\lambda kT}{q} \ln\left(1 + \frac{1}{h_{21E}}\right) + I_B r'_c$$

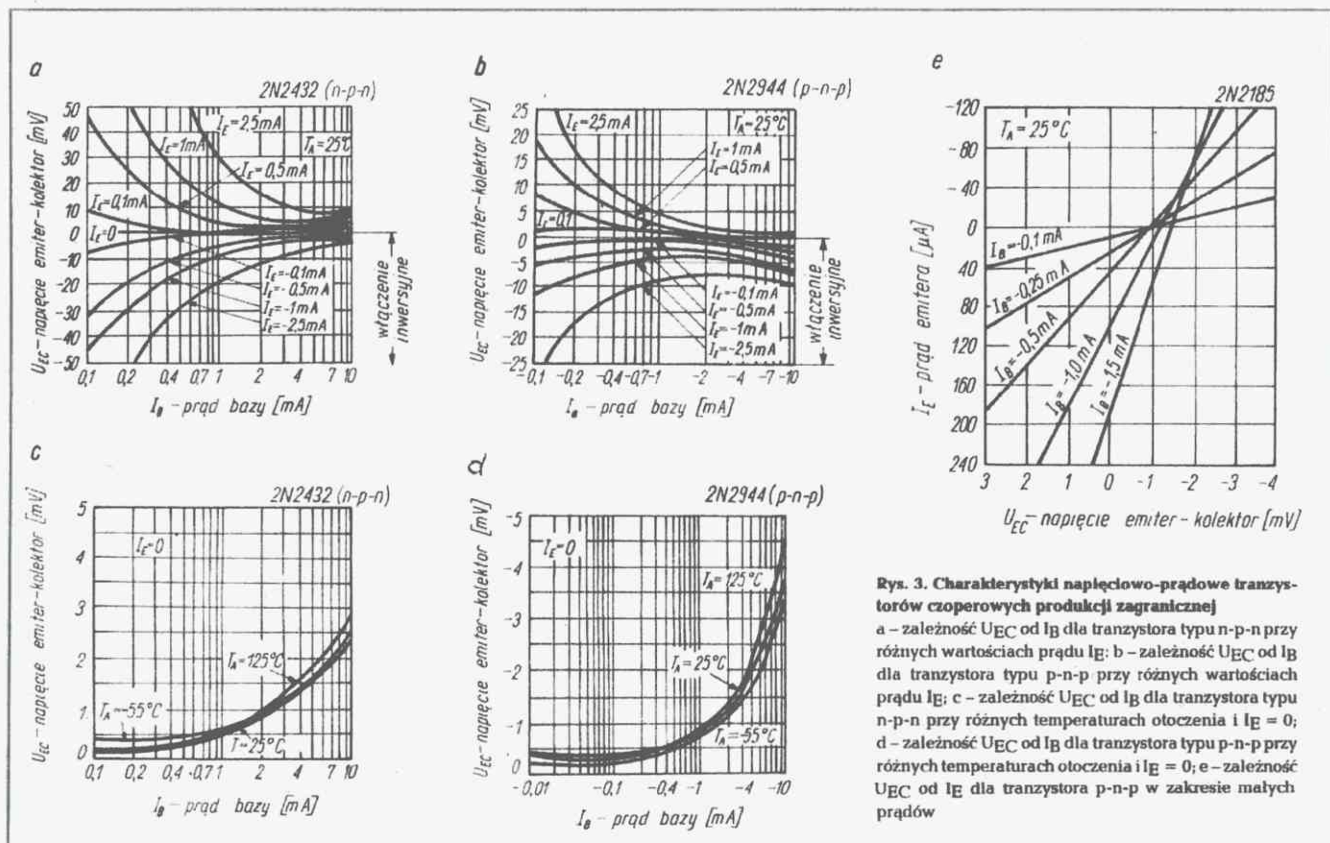
przy czym:
$kT/q = 26$ mV przy 25°C,
$\lambda = 1...2$ dla tranzystorów krzemowych.

U_{RI} jest kilkakrotnie mniejsze niż U_{RN} i mniej zależne od temperatury złącza, ponieważ wzmocnienie prądowe h_{21E} jest zwykle znacznie większe niż h_{21EI}.

Ponieważ charakterystyka napięciowo-prądowa tranzystora bipolarnego przy ustalonym prądzie bazy nie przechodzi



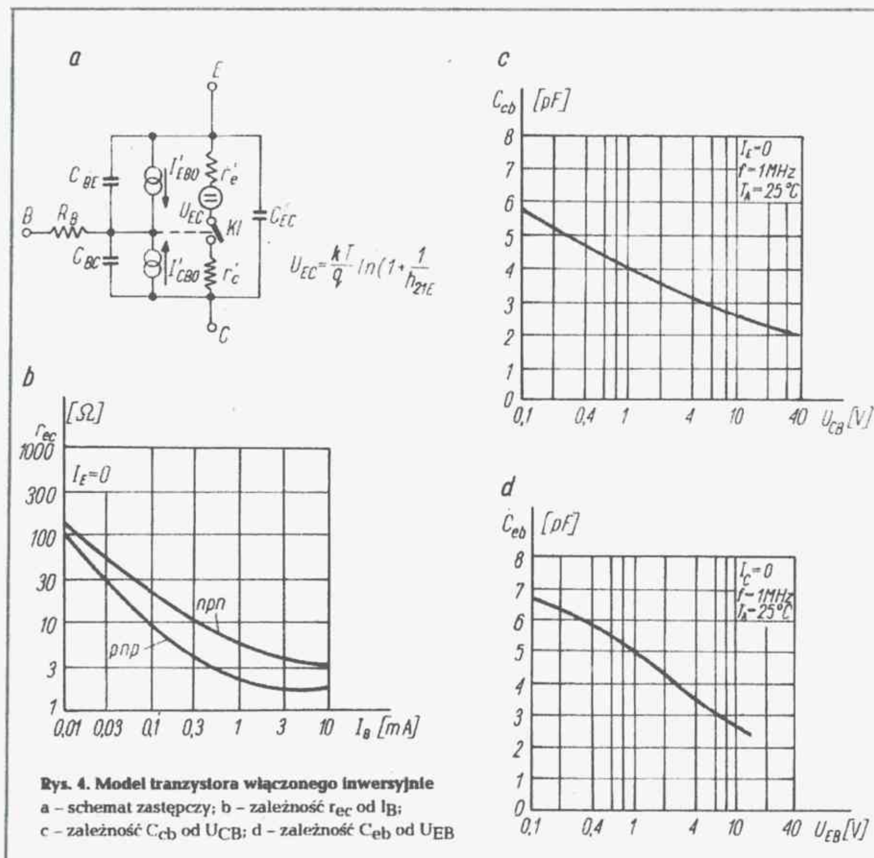
Rys. 1. Schemat odbiornika telewizyjnego NEPTUN 427, 428, 429, 629 i 630



Rys. 3. Charakterystyki napięciowo-prądowe tranzystorów czoperowych produkcji zagranicznej
a – zależność U_{EC} od I_B dla tranzystora typu n-p-n przy różnych wartościach prądu I_E; b – zależność U_{EC} od I_B dla tranzystora typu p-n-p przy różnych wartościach prądu I_E; c – zależność U_{EC} od I_B dla tranzystora typu n-p-n przy różnych temperaturach otoczenia i $I_E = 0$; d – zależność U_{EC} od I_B dla tranzystora typu p-n-p przy różnych temperaturach otoczenia i $I_E = 0$; e – zależność U_{EC} od I_E dla tranzystora p-n-p w zakresie małych prądów

dokładnie przez punkt przecięcia osi współrzędnych i nie jest linią prostą, tranzystor taki w stanie nasycenia nie może być traktowany jako rezystor o stałej rezystancji – niezależnej od kluczowego prądu. Ta cecha tranzystora bipolarnego w istotnym stopniu ogranicza dokładność kluczowania sygnałów analogowych.

Właściwości tranzystora bipolarnego włączonego inwersyjnie w stanie nasycenia i zatkania przedstawiono na rys. 4. Z charakterystyk napięciowo-prądowych wynika, że tranzystor bipolarny w stanie nasycenia jest elementem nieliniowym. W praktycznych zastosowaniach tranzystor pracuje w optymalnie wybranym punkcie charakterystyki, ustalonym zewnętrznymi napięciami zasilającymi i sterującymi.



Rys. 4. Model tranzystora włączonego inwersyjnie
a – schemat zastępczy; b – zależność r_{ec} od I_B;
c – zależność C_{cb} od U_{CB}; d – zależność C_{eb} od U_{EB}

Dla określonego punktu pracy w stanie nasycenia i w staie zatkania właściwości tranzystora mogą być wyrażone również w formie analitycznej za pomocą układu równoważnego, przedstawionego na rys. 4a. Uwzględnione w układzie rezystancje, pojemności i źródła są parametrami tranzystora kluczującego włączonego inwersyjnie.

Znajomość wartości tych parametrów i ich zależności od punktu pracy tranzystora jest niezbędna przy projektowaniu układów kluczy analogowych.

Właściwości tranzystora w stanie zatkania charakteryzują prądy upływu I_{EO} i I_{CO} przez złącza spolaryzowane zaporowo. Prąd upływu w tranzystorze krzemowym podwaja się z przyrostem temperatury o 7,5° do 10°C.

W wielu zastosowaniach istotną cechą tranzystora kluczującego jest szybkość przejścia ze stanu zatkania do nasycenia i odwrotnie. Reakcja tranzystora na zmiany sygnału sterującego w układzie równoważnym jest warunkowana przez pojemności C_{BE} i C_{BC}.

Przedstawione charakterystyki i układ równoważny klucza tranzystorowego stanowią pomoc przy projektowaniu ukła-

dów kluczy analogowych. Gdy dane katalogowe tranzystorów bipolarnych, wykorzystywanych jako klucze, nie są bezpośrednio podane, to eksperymentalne pomiary parametrów układu równoważnego są sposobem na uzyskanie niezbędnych danych wyjściowych do projektu.

Przydatność tranzystorów produkcji krajowej do kluczowania sygnałów

Tranzystor bipolarny, technologicznie przystosowany do precyzyjnego kluczowania sygnałów analogowych, charakteryzuje się przede wszystkim małą wartością napięcia resztkowego w stanie nasycenia (< 1 mV), dużym dopuszczalnym napięciem wstecznym na złączu emiter-baza (15...40 V) oraz małą rezystancją dynamiczną w stanie nasycenia (< 10 Ω). Spośród różnych technologii wykonania tranzystorów bipolarnych najlepsze parametry z punktu widzenia kluczowania sygnałów analogowych zapewnia technologia stopowa i epiplanarna. Przykładami krzemowych tranzystorów kluczujących są tranzystory 2N1917 i 2N1918 firmy Sperry oraz tranzystory 2N2432 i 2N2944 firmy Texas Instruments.

Ocena przydatności tranzystorów produkcji krajowej do precyzyjnego kluczowania nie może być oparta na danych katalogowych, ponieważ określają one przede wszystkim właściwości wzmacniające tranzystorów. Konieczne są specjalne badania wartości parametrów i ich rozkładu dla większych partii.

Znajomość teoretycznych zależności w postaci przedstawionych poprzednio charakterystyk i parametrów kluczy tranzystorowych daje podstawę do ustalenia kilku najważniejszych kryteriów selekcji tranzystorów ogólnego zastosowania w celu ograniczenia do niezbędnego minimum pracochłonności pomiarów. Sprawdzenie tranzystorów tylko dla typowych wartości napięć i prądów polaryzujących wystarcza do porównania przydatności różnego rodzaju tranzystorów w układzie klucza analogowego.

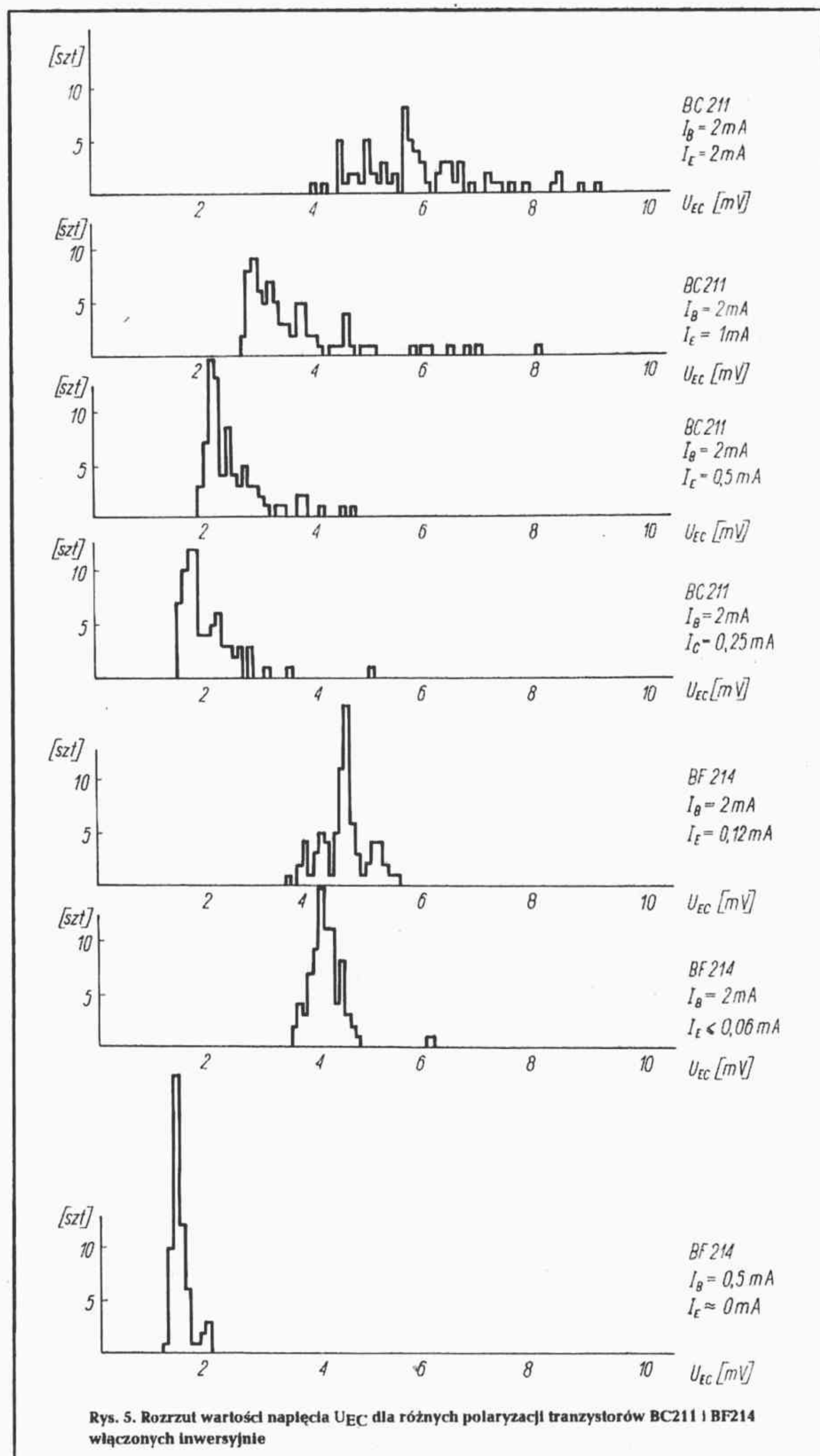
W przeprowadzonych badaniach tranzystorów produkcji krajowej przyjęto następujące wartości:
- prąd sterujący I_B = 2,0 i 1,0 mA,
- prąd w obciążeniu I_E = 2,0 – 1,0 – 0,5 – 0,25 – 0,2 mA i 0 mA
- napięcie na zatkanym tranzystorze U_{EB} = 3 V.

Pierwszym sprawdzanym parametrem było napięcie resztkowe (w stanie nasycenia) dla włączenia inwersyjnego.

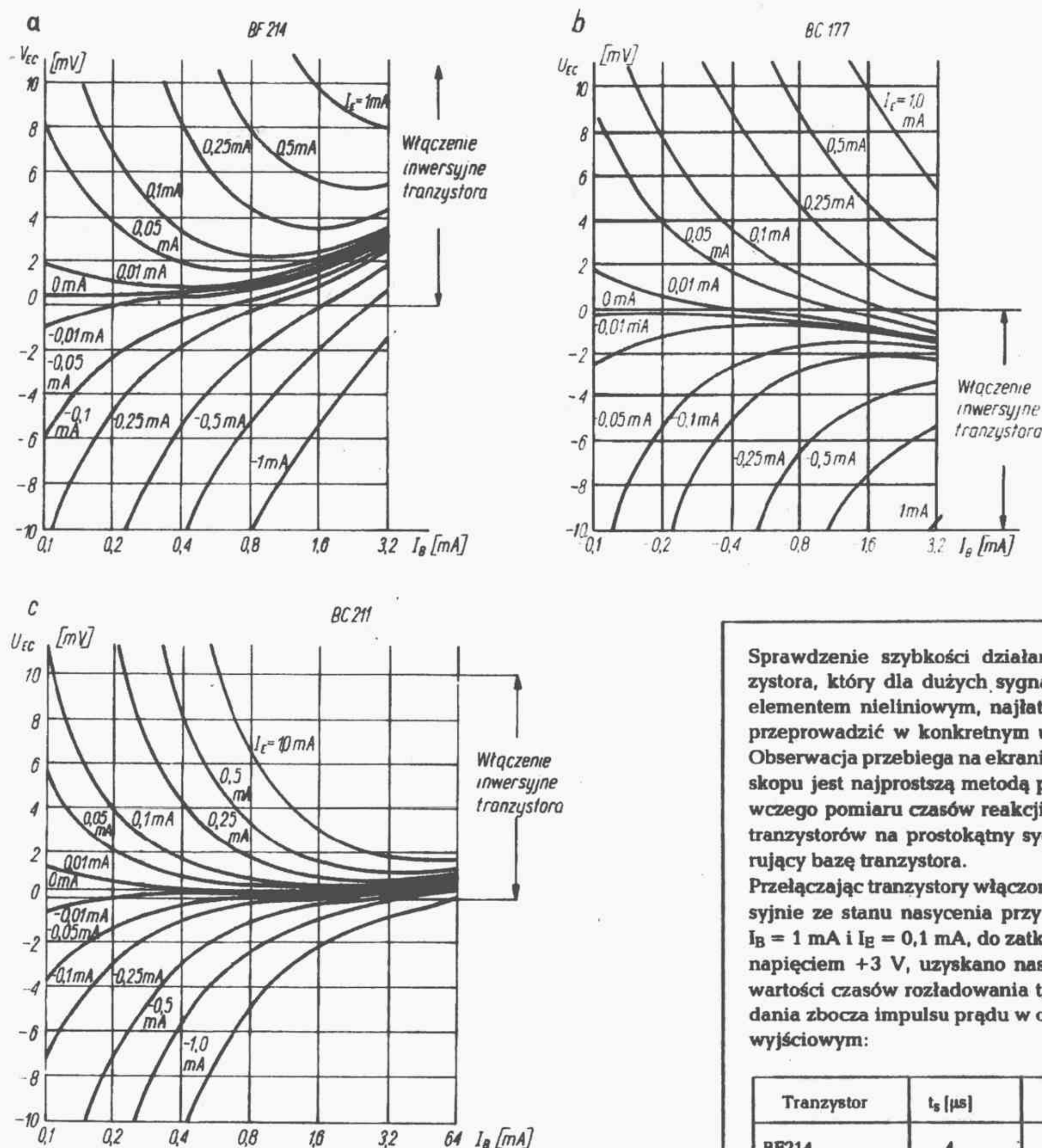
Okazało się, że do kluczowania nadają się przede wszystkim następujące tranzystory: BC107, BC177, BF214, BC211, BC313. Tranzystory małej mocy (BC107, BC177, BF214) dają małe napięcia resztkowe, gdy płynący prąd emitera nie przekracza 0,5 mA. Dla prądów o większych wartościach bardziej wskazany jest tranzystor średniej mocy (BC313, BC211). Z uwagi na konkretne zastosowania przeprowadzono badania rozrzutu wartości napięcia resztkowego w zależności od prądu obciążenia dla tranzystorów BC211 i BF214.

Rozkład wartości napięcia resztkowego dla partii 80 sztuk tranzystorów w kilku typowych punktach rodziny charakterystyk napięciowo-prądowych przedstawiono na rys. 5. Z rysunku tego wynika, że rozrzut wartości może wynosić około ±20%, jeżeli tylko prąd bazy tranzystora jest kilkakrotnie większy od prądu emitera (układ inwersyjny). Zachowanie tego warunku przy zmniejszeniu prądu bazy prowadzi do zmniejszenia napięcia resztkowego.

Podstawowe charakterystyki napięciowo-prądowe tranzystorów BF214, BC177 i BC211 w układzie klucza analogowego przedstawiono na rys. 6. Są one niezbęd-



Rys. 5. Rozrzut wartości napięcia U_{EC} dla różnych polaryzacji tranzystorów BC211 i BF214 włączonych inwersyjnie



Rys. 6. Charakterystyki napięciowo-prądowe tranzystorów produkcji krajowej włączonych inwersyjnie
a – zależność U_{EC} od I_B dla tranzystora BF214 przy różnych wartościach prądu I_E; b – zależność U_{EC} od I_B dla tranzystora BC177, przy różnych wartościach prądu I_E; c – zależność U_{EC} od I_B dla tranzystora BC211, przy różnych wartościach prądu I_E

ne do wyboru optymalnego punktu pracy tranzystora w konkretnym zastosowaniu. Analogiczne charakterystyki typowych tranzystorów czoperowych produkcji zagranicznej przedstawiono na rys. 3.

W wielu zastosowaniach tranzystory bipolarne działają jako klucze przy ustalonych wartościach prądu w obwodzie emiter-kolektor i wówczas napięcie resztkowe ma stałą wartość i może być uwzględnione w obwodzie obciążenia bez pogarszania dokładności kluczowania. Tranzystor włączony w układ wtórnika może mieć tak dobraną wartość prądu bazy, że napięcie resztkowe osiągnie wartość zerową. Natomiast w takim zastosowaniu, jak kluczowanie rezystorów w drabince R-2R, gdy napięcie resztkowe na tranzystorze zmienia się odpowiednio do zmian prądu wymuszonego w obwodzie kluczowanym, przydatność tranzystorów bipolarnych jest ograniczona do układów o małych dokładnościach (max 0,1%).

Drugim parametrem określającym właściwości tranzystora bipolarnego jako klucza analogowego jest szybkość przejścia ze stanu zatkania do nasycenia i odwrotnie, wyrażana zwykle czasem opóźnienia i narastania zbocza impulsu. Czas przełączania obwodów za pomocą tranzystora zależy nie tylko od układu klucza, ale również od jego parametrów dynamicznych.

Sprawdzenie szybkości działania tranzystora, który dla dużych sygnałów jest elementem nieliniowym, najłatwiej jest przeprowadzić w konkretnym układzie. Obserwacja przebiega na ekranie oscyloskopu jest najprostszą metodą porównawczego pomiaru czasów reakcji różnych tranzystorów na prostokątny sygnał sterujący bazę tranzystora.

Przełączając tranzystory włączone inwersyjnie ze stanu nasycenia przy prądach I_B = 1 mA i I_E = 0,1 mA, do zatkania pod napięciem +3 V, uzyskano następujące wartości czasów rozładowania t_s i t_f opadania zbocza impulsu prądu w obwodzie wyjściowym:

Tranzystor	t_s [µs]	t_f [µs]
BF214	4	3
BC107A	3	8
BF519	2	10
BC211	6	40
2N2432	3	5

Z przytoczonych wartości wynika jednoznacznie, że tranzystorem zapewniającym największą szybkość przełączania sygnałów analogowych jest tranzystor BF214. Inne krajowe tranzystory wielkiej częstotliwości dają wprawdzie porównywalne wartości czasów t_s i t_f, ale wartości ich napięć resztkowych w stanie nasycenia są kilkakrotnie większe niż tranzystora BF214.

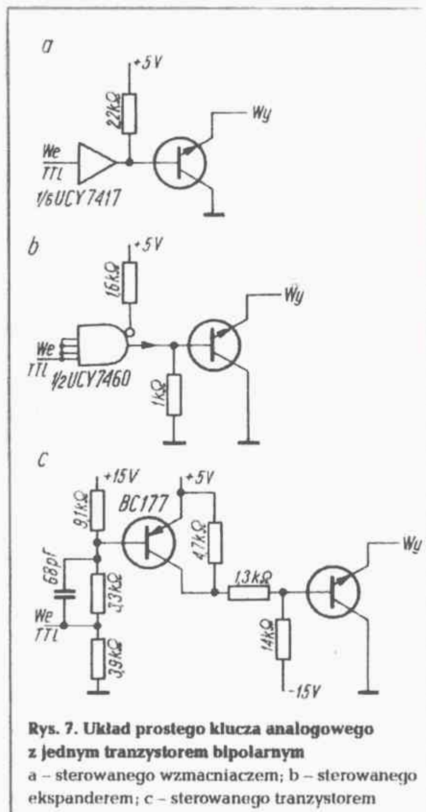
Istotną wadą tranzystora BF214 jest mała wytrzymałość napięciowa złącza emiter-baza, wynosząca 4 V. Ze względu na narastający prąd upływu w stanie zatkania, w praktyce tranzystor ten, gdy jest włączony inwersyjnie, nie powinien

znajdować się pod napięciem większym niż 3 V.

Tak więc w układach, w których konieczne jest szybkie kluczowanie małych wartości prądu, np. w przetwornikach cyfrowo-analogowych, z tranzystorów krajowych tylko tranzystor BF214 może być zalecany do zastosowania w układzie klucza analogowego.

Przykłady rozwiązań układowych kluczy napięciowych sterowanych z układów scalonych TTL

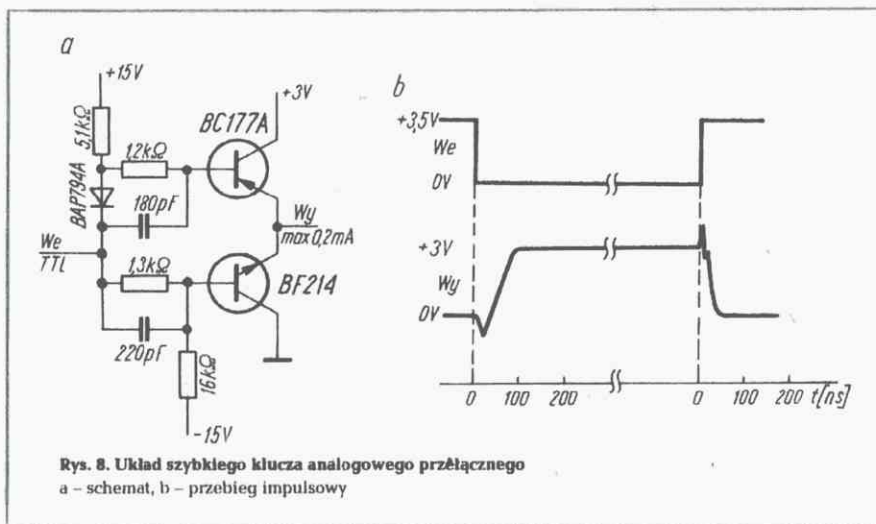
Dotychczasowe rozważania miały na celu ustalenie typów tranzystorów i optymalizację ich parametrów w układzie klucza analogowego. Skoro wiadomo, które tranzystory i w jakich warunkach zapewniają najlepsze parametry, można rozpatrzyć w jakich układach powinny one pracować i w jaki sposób można wytworzyć odpowiednie sygnały sterujące. Bezsprzecznie, najbardziej optymalnym



Rys. 7. Układ prostego klucza analogowego z jednym tranzystorem bipolarnym
a – sterowanego wzmacniaczem; b – sterowanego ekspanderem; c – sterowanego tranzystorem

układem klucza jest wtórnik emiterowy, ale sprzęgnięcie tego układu z powszechnie stosowanymi scalonymi układami logicznymi TTL wymaga zastosowania odpowiedniego układu sterującego. Zrealizowanie układu sterującego o wystarczająco dobrych parametrach dynamicznych może być na tyle trudne, że nieopłacalne stanie się użycie klucza w układzie wtórnika emiterowego.

Kompleksowe traktowanie funkcji sterowania i przełączania może prowadzić do



Rys. 8. Układ szybkiego klucza analogowego przełącznego
a – schemat, b – przebieg impulsowy

preferowania innych rozwiązań układowych niż przy odrębnym traktowaniu tych funkcji układowych.

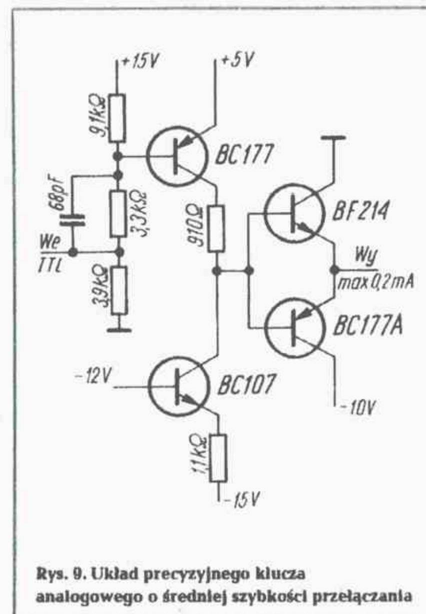
Stosowanie tranzystorów bipolarnych w bardzo precyzyjnych układach, szczególnie przy dużej liczbie kluczy, jest ograniczone i utrudnione koniecznością eliminowania skutków przepływu znacznych prądów nadmiarowych baz do obwodów kluczowanych oraz innych skutków sprzężenia galwanicznego między obwodem sterującym a kluczowanym.

Nadmiarowy prąd bazy od kilku kluczy sumuje się w doprowadzeniach masy lub źródła wzorcowego i może powodować na nich spadki napięcia rzędu kilku miliwoltów. W konkretnych przypadkach można opracować różnego rodzaju układy kompensujące ten prąd.

Z różnych możliwości rozwiązań kluczy na szczególną uwagę zasługują te układy, które są przystosowane do sterowania standardowym sygnałem TTL. Dla przykładu przedstawiono schematy podstawowych układów, które mogą być zastosowane do budowy przetworników cyfrowo-analogowych. Na rysunku 7 przedstawiono trzy wersje prostego klucza analogowego zwierającego o minimalnej liczbie elementów. Przy większej liczbie kluczy w jednym układzie tranzystor wyjściowy można sterować również z układu logicznego z otwartym kolektorem (rys. 7a).

Układ ekspandera może służyć jako układ sprzęgający tranzystor kluczujący z układami TTL (rys. 7b).

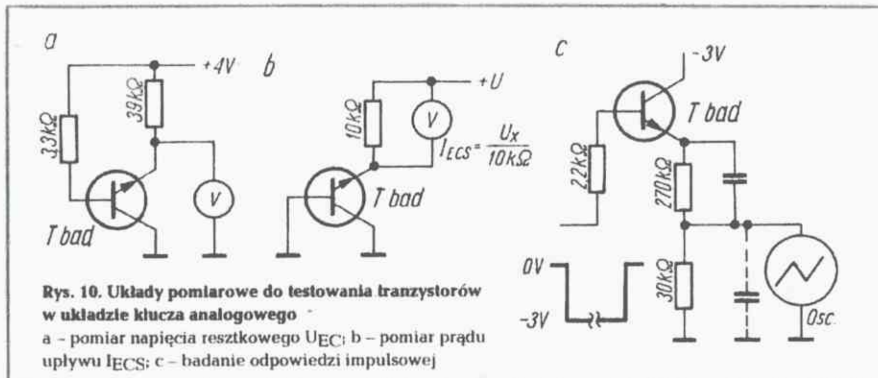
Układ zbudowany tylko z elementów dyskretnych zawiera aż 6 rezystorów (rys.



Rys. 9. Układ precyzyjnego klucza analogowego o średniej szybkości przełączania

7c), ale jest oszczędny pod względem poboru mocy.

Na rysunku 8 przedstawiono schemat klucza analogowego o dużej szybkości działania i kształt przebiegu przy stero-



Rys. 10. Układy pomiarowe do testowania tranzystorów w układzie klucza analogowego
a – pomiar napięcia resztkowego U_{EC}; b – pomiar prądu upływu I_{ECS}; c – badanie odpowiedzi impulsowej

waniu impulsem prostokątnym. Prąd pobierany z wyjścia TTL odpowiada obciążeniu go trzema wejściami TTL.

Na rysunku 9 przedstawiono schemat układu klucza zapewniającego dużą dokładność kluczowania, ale o średniej szybkości zmian napięcia wyjściowego (t_{off}, t_{on} < 0,5 μs). Wadą tego układu jest duża liczba napięć zasilających.

Pomiaru parametrów tranzystora charakteryzujących jego przydatność w układzie klucza można dokonać za pomocą milimoltomierza, generatora impulsów i oscyloskopu w prostych układach testowych, ustalających warunki pracy tranzystora.

Schemat układów do pomiaru napięcia resztkowego U_{EC}, prądu upływu I_{EO} i czasów t_{on} i t_{off} przedstawiono na rys. 10.

W układzie na rys. 10c trzeba użyć dzielnika rezystorowego skompensowanego pojemnościowo. Wartości elementów w układach testowych ustalają prąd bazy na wartość 1 mA i prąd emitera na wartość 0,1 mA, jako typowe wartości dla wielu zastosowań.

* * *

Tylko niektóre tranzystory ogólnego zastosowania mogą być przydatne do kluczowania sygnałów analogowych. Z tranzystorów produkcji krajowej do tego rodzaju zastosowań nadają się przede wszystkim tranzystory BF214, BC177, BC107, BC211 i BC313.

Istotną wadą tranzystorów bipolarnych jest przesunięcie charakterystyk napięciowo-prądowych względem zera współrzędnych, ale wada ta nie wyklucza wykorzystania tych tranzystorów jako kluczy analogowych, a tylko ogranicza zakres ich zastosowania.

Klucz z tranzystora bipolarnego włączonego inwersyjnie znajduje szerokie zastosowanie w przetwornikach cyfrowo-analogowych.

LITERATURA

1. D.F. Hoeschele, Jr.: Analog-to-Digital/Digital-to-Analog Conversion Techniques. John Wiley Inc. 1968 r.
2. H. Schmidt: Electronic Analog/Digital Conversions. Van Nostrand Reinhold Co. 1970.
3. A.L. Libura, M. Nadachowski: przetworniki analogowo-cyfrowe, WNT. 1973 r.
4. L. Mulka: Tranzystorowe przełączniki analogowe sygnałów przemiennych. „Elektronika". nr 7–8/1976 r.

mgr inż. JERZY GREMBA

ZASILACZ STABILIZOWANY 30 V/1,5 A

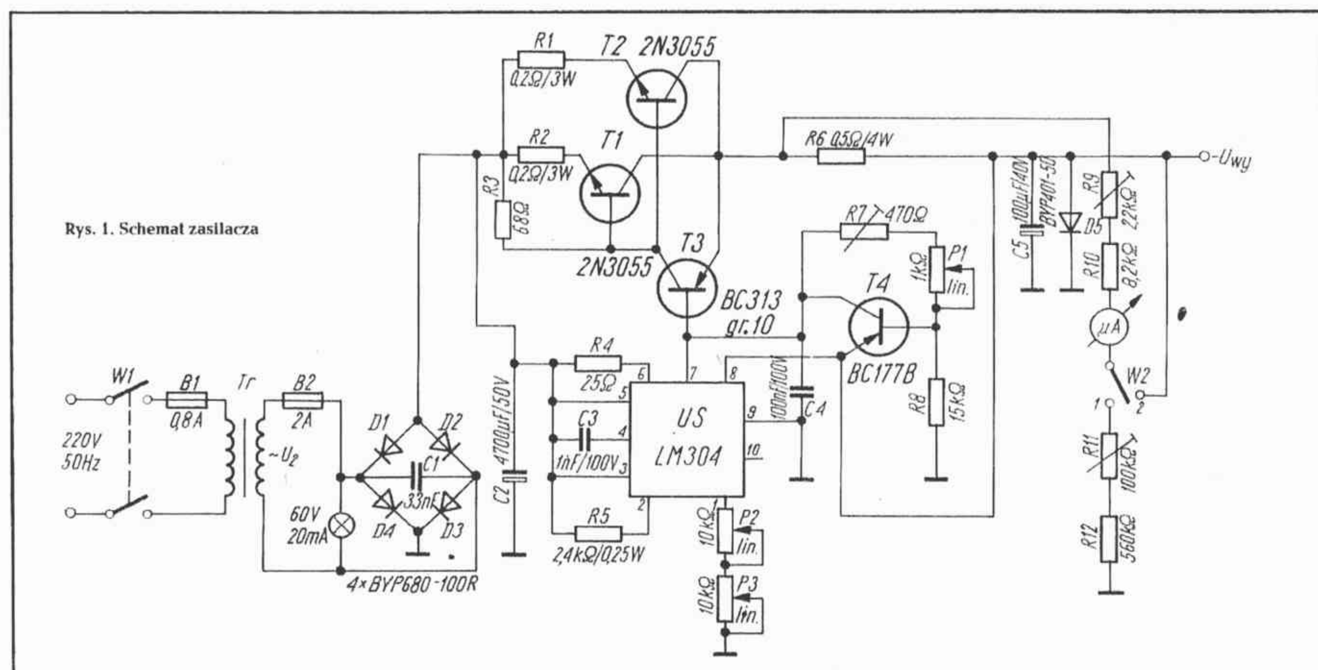
Amatorzy-elektronicy coraz powszechniej wykonują cyfrowe układy elektroniczne wymagające wysokostabilnych napięć zasilających. Powyższe skłoniło autora do wykonania zasilacza stabilizowanego o możliwie wysokich parametrach. Ze względu na szeroki zakres napięć stosowanych do zasilania układów elektronicznych opracowano zasilacz z regulowanym napięciem wyjściowym w sposób płynny. W celu zabezpieczenia przed przeciążeniem i zwarciem zasilacz zawiera układ redukcji prądu wyjściowego.

Dane techniczne

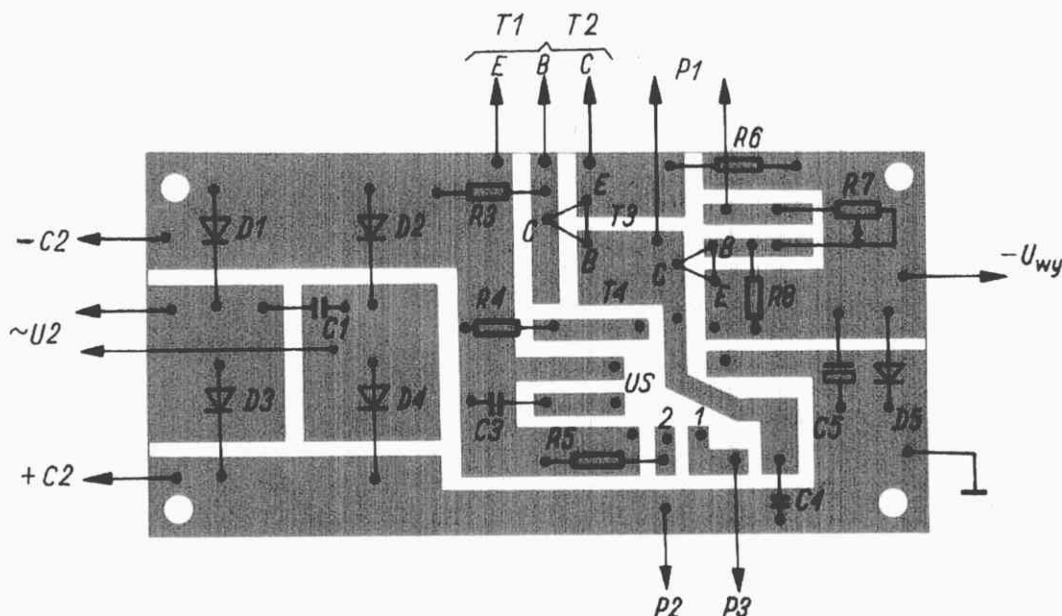
Napięcie wyjściowe: 0...30 V
Prąd wyjściowy: 0...1,5 A
Współczynnik zmian napięcia wyjściowego od zmian napięcia wejściowego: ±10%...0,03%
Współczynnik zmian napięcia wyjściowego od zmian prądu obciążenia: 0,04% (dla I = 1,5 A)
Napięcie tętnień i szumów: 4 mV (wartość międzyszczytowa)
Rezystancja wyjściowa dla prądu stałego: 0,008 Ω

Schemat zasilacza przedstawiono na rys. 1.

Obniżone napięcie w transformatorze Tr jest prostowane w układzie mostkowym, następnie filtrowane kondensatorem elektrolitycznym C2. Stabilizator pracuje w układzie szeregowym z wykorzystaniem układu scalonego LM304. Układ umożliwia stabilizację napięć w zakresie od 0 do 30 V, przy prądzie obciążenia do 1,5 A. Wartość napięcia stabilizowanego zależy od wartości sumy rezystancji potencjometrów P2 i P3. Kondensator C4 ma za zadanie stłumienie ewentualnych oscylacji. Powinien posiadać jak najmniejszą indukcyjność, należy go montować bezpośrednio przy układzie scalonym.



Rys. 1. Schemat zasilacza



Rys. 2. Płytka drukowana zasilacza (skala 1:1)

Ponieważ regulator LM304 nie jest w stanie wysterować pary tranzystorów T1 i T2, zastosowano tranzystor T3 zwiększający wydajność prądową regulatora. Ze względu na dużą moc wydzielaną w przypdku zwarcia w tranzystorach T1 i T2, w stabilizatorze zastosowano układ redukcji prądu wyjściowego. W normalnych warunkach, gdy prąd obciążenia nie przekracza dopuszczalnej wartości I_{max}, tranzystor T4 jest odcięty. Jeżeli wskutek wzrostu prądu obciążenia spadek napięcia na rezystorze R6 wzrośnie do wartości równej spadkowi napięcia na rezystorze nastawnym R7 i potencjometrze P1 (około 1 V), tranzystor T4 zacznie przewodzić i zmniejszy się wysterowanie tranzystorów T1, T2, T3. Jednocześnie wzrośnie prąd wyjściowy regulatora, co spowoduje wzrost prądu płynącego przez rezystor ograniczenia prądowego R4 (regulatora LM304) i włączenie układu zabezpieczenia prądowego regulatora.

Po przekroczeniu wartości maksymalnej prądu obciążenia, napięcie wyjściowe będzie malało do 0 V. Jednocześnie będzie malało napięcie na rezystorze nastawnym R7 i potencjometrze P1. W stanie ustalonym będzie płynąć prąd obciążenia o wartości znacznie mniejszej od wartości prądu, przy której rozpoczął się proces ograniczania (dla wartości elementów w układzie $I_{ogr} = 0{,}2\ I_{max}$).

Dla zapewnienia równomiernego rozpływu prądu obciążenia w tranzystorach T1 i T2 zastosowano rezystory wyrównawcze R1 i R2. Kondensator C5 dodatkowo filtruje i zmniejsza szumy napięcia wyjściowego.

Dioda D5 zabezpiecza układ stabilizatora przed napięciami pochodzącymi z układu obciążenia (np. przy pracy z obciążeniem o charakterze indukcyjnym).

Pomiar prądu i napięcia na wyjściu stabilizatora jest realizowany za pomocą wskaźnika, rezystorów R9...R12 oraz przełącznika W2.

Opis konstrukcji

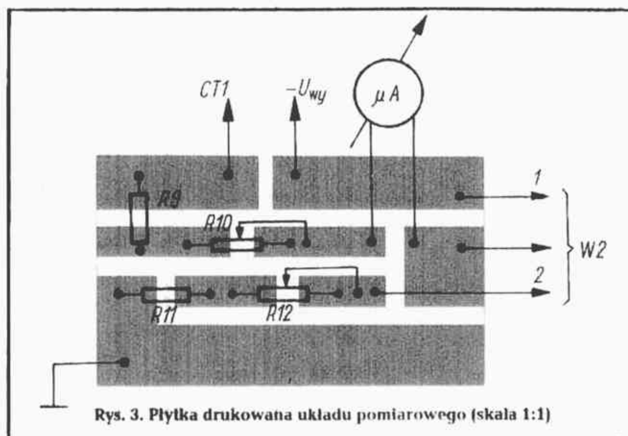
Elementy zasilacza zmontowano na dwóch płytkach drukowanych. Na rysunku 2 przedstawiono płytkę drukowaną zasilacza, a na rys. 3 – płytkę drukowaną układu pomiarowego. Takie rozwiązanie pozwala na ewentualną rezygnację z pomiaru napięcia i prądu lub rozbudowanie układu pomiarowego do kilku zakresów napięciowych i prądowych.

Autor przedstawił rozwiązanie najprostsze, kierując się minimalną liczbą elementów oraz minimalnymi kosztami. Zamiast mikroamperomierza o czułości 50 μA można zastosować inny, np. 100 μA, dobierając rezystory R9...R12. Rezystor R6 można wykonać przez nawinięcie drutu oporowego o średnicy 1 mm na korpusie rezystora 50...100 kΩ, MŁT 1 W. Do wykonania rezystorów R1 i R2 wystarczą korpusy rezystorów MŁT 0,5 W, na których nawinięto drut oporowy o średnicy 1 mm.

Tranzystory T1 i T2 powinny być zaopatrzone w radiatory z blachy aluminiowej o grubości 3 mm i minimalnej powierzchni chłodzenia 200 cm^2 (dla każdego tranzystora).

W układzie redukcji prądu wyjściowego zastosowano potencjometr P1 z wyprowadzoną osią w płycie czołowej zasilacza, służący do płynnej regulacji progu, przy którym zaczyna się redukcja prądu.

Rezystor nastawny R7 służy do wybrania żądanego zakresu redukcji realizowanego przez potencjometr P1.



Rys. 3. Płytka drukowana układu pomiarowego (skala 1:1)

W modelowym zasilaczu zakres redukcji prądu wyjściowego wynosił od 0,2 A do 1,5 A. Napięcie wyjściowe jest regulowane za pomocą dwóch potencjometrów liniowych P2 i P3 połączonych szeregowo; rozwiązanie takie umożliwiło precyzyjną regulację napięcia wyjściowego.

Dla uzyskania małej rezystancji wyjściowej zasilacza należy stosować jak najkrótsze połączenia wewnętrzne; emiter tranzystora T4 powinien być przyłączony przewodem bezpośrednio do zacisku (–) zasilacza. Przewody użyte do połączenia z zaciskami wyjściowymi powinny mieć średnicę 1,5 mm.

Transformator Tr ma rdzeń „EI" o przekroju kolumny środkowej 12 cm^2. Uzwojenie pierwotne zawiera 950 zwojów drutu CuE o średnicy 0,4 mm, uzwojenie wtórne – 125 zwojów drutu CuE o średnicy 1 mm.

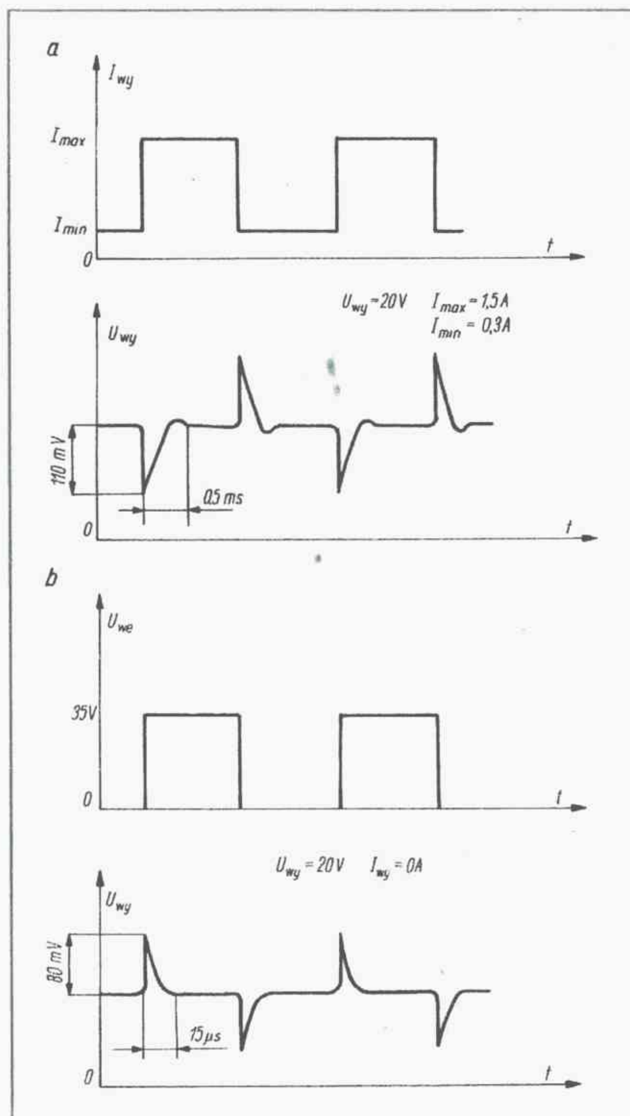
Zamiast układu scalonego LM304 można zastosować układy LM104, LM204. Odpowiednikami są układy scalone SFC2104, SFC2204 i SFC2304 firmy Sescosem. Obudowa układów typu T0-99.

Z uwagi na przeznaczenie zasilacza do zasilania, np. układów cyfrowych z serii TTL, zasadnicze znaczenie mają właściwości dynamiczne zasilacza. Najistotniejsze z nich to odpowiedź układu na skokową zmianę napięcia zasilania oraz odpowiedź na skokową zmianę obciążenia. Stosując zamiast tranzystora BC313 tranzystor 2N2905 oraz zamiast tranzystorów 2N3055 – BDY23 można znacznie polepszyć dynamiczne właściwości.

Na rysunku 4 przedstawiono charakterystyki dynamiczne wykonanego zasilacza.

Rezystor R5 powinien mieć tolerancję 1%, a pozostałe rezystory tolerancję 5%.

Ze względu na bardzo duże wzmocnienie napięciowe wzmacniacza błędu (wewnątrz struktury regulatora LM304), mogą powstawać oscylacje na wyjściu stabilizatora. Można temu zapobiec dobierając pojemność kondensatorów C3 i C4. Należy stosować kondensatory o jak najmniejszej indukcyjności własnej. Najlepszym sposobem stwierdzenia poziomu tętnień, szumów oraz ewentualnych oscylacji na wyjściu zasilacza byłby ich pomiar czułym oscyloskopem (5 mV/cm). Orientacyjny poziom tych wielkości można oszacować zasilając radioodbiornik bateryjny z wykonanego zasilacza. Stwierdzenie przydźwięku, szumów w pracującym radioodbiorniku świadczy o niesprawności zasilacza.



Rys. 4. Charakterystyki dynamiczne zasilacza
a – odpowiedź na skokową zmianę obciążenia, b – odpowiedź na skokową zmianę napięcia zasilania

OSCYLOSKOP TRANZYSTOROWY

ZBIGNIEW NOWAK

O uniwersalności i przydatności oscyloskopu w praktyce radioamatorskiej i zawodowej nie trzeba nikogo przekonywać; marzeniem każdego radioamatora jest posiadanie takiego przyrządu.

Oscyloskop jest urządzeniem bardzo złożonym, a co za tym idzie – drogim. Wymagania amatorów są jednak skromniejsze i należy znaleźć rozsądny kompromis między złożonością, właściwościami technicznymi i ceną przyrządu. Przykładem takiego rozwiązania może być opisany tutaj oscyloskop tranzystorowy. Służy on do pracy w zakresie małych częstotliwości.

W przyrządzie zastosowano lampę obrazową produkcji radzieckiej typu 5Ł038. Lampa ta ma średnicę ekranu 48 mm, nadaje się więc idealnie do budowy małego i lekkiego oscyloskopu.

DANE TECHNICZNE URZĄDZENIA

● **Wzmacniacz odchylania pionowego**
Zakres częstotliwości: 30 Hz do 2 MHz
Rezystancja wejściowa: 1 MΩ/30 pF
Czułość: 10 mV/cm
Maksymalne napięcie wejściowe: 300 V
Regulacja czułości: skokowa w dwu zakresach 1:2 i 1:300 i płynna

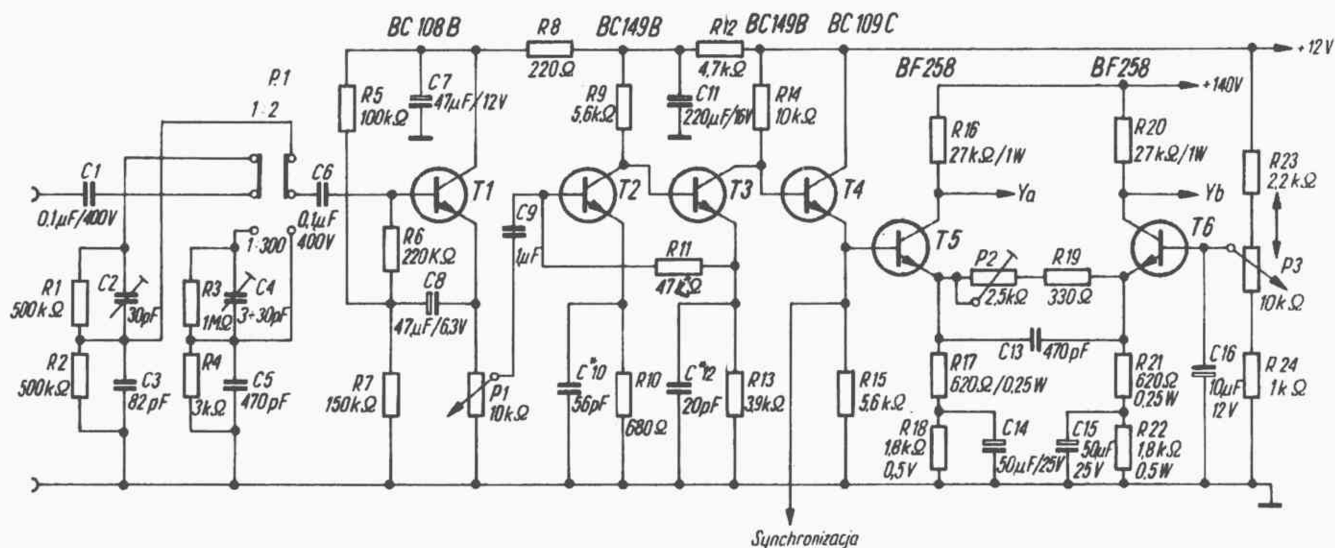
● **Wzmacniacz odchylania poziomego**
Zakres częstotliwości: 20 Hz do 500 kHz
Rezystancja wejściowa: 220 kΩ
Czułość: 20 mV/cm
Maksymalne napięcie wejściowe: 300 V
Regulacja czułości: płynna

● **Generator podstawy czasu**
Zakres częstotliwości: 15 Hz do 80 kHz
Wybieranie częstotliwości skokowe w stosunku 1:3 i płynne
Synchronizacja: wewnętrzna i zewnętrzna
Zasilanie: 220 V 50 Hz
Pobór mocy 10 W

WZMACNIACZ ODCHYLANIA PIONOWEGO

Schemat wzmacniacza odchylania pionowego przedstawiono na rys. 1. Wzmacniacz ten musi mieć zapewnioną odpowiednio dużą rezystancję wejściową, dlatego na jego wejściu znajduje się przetwornik impedancji, który umożliwia osiągnięcie rezystancji do 3 MΩ.

Aby można było używać oscyloskopu również do obserwacji sygnałów o dużych amplitudach, zastosowano na wejściu wzmacniacza odpowiednie dzielniki napięcia z kompensacją częstotliwości.



Rys. 1. Schemat wzmacniacza odchylania pionowego

W przetworniku impedancji pracuje tranzystor T1. Z jego emitera sygnał zostaje doprowadzony do wzmacniacza napięciowego (tranzystory T2 i T3) i dalej do stopnia separującego (tranzystor 4), a po nim do symetrycznego stopnia końcowego (tranzystory T5 i T6). Sygnał jest wzmacniany tylko przez tranzystory T2, T3 i T5, T6.

We wszystkich stopniach zastosowano ujemne sprzężenie zwrotne (rezystory i kondensatory w emiterach tranzystorów).

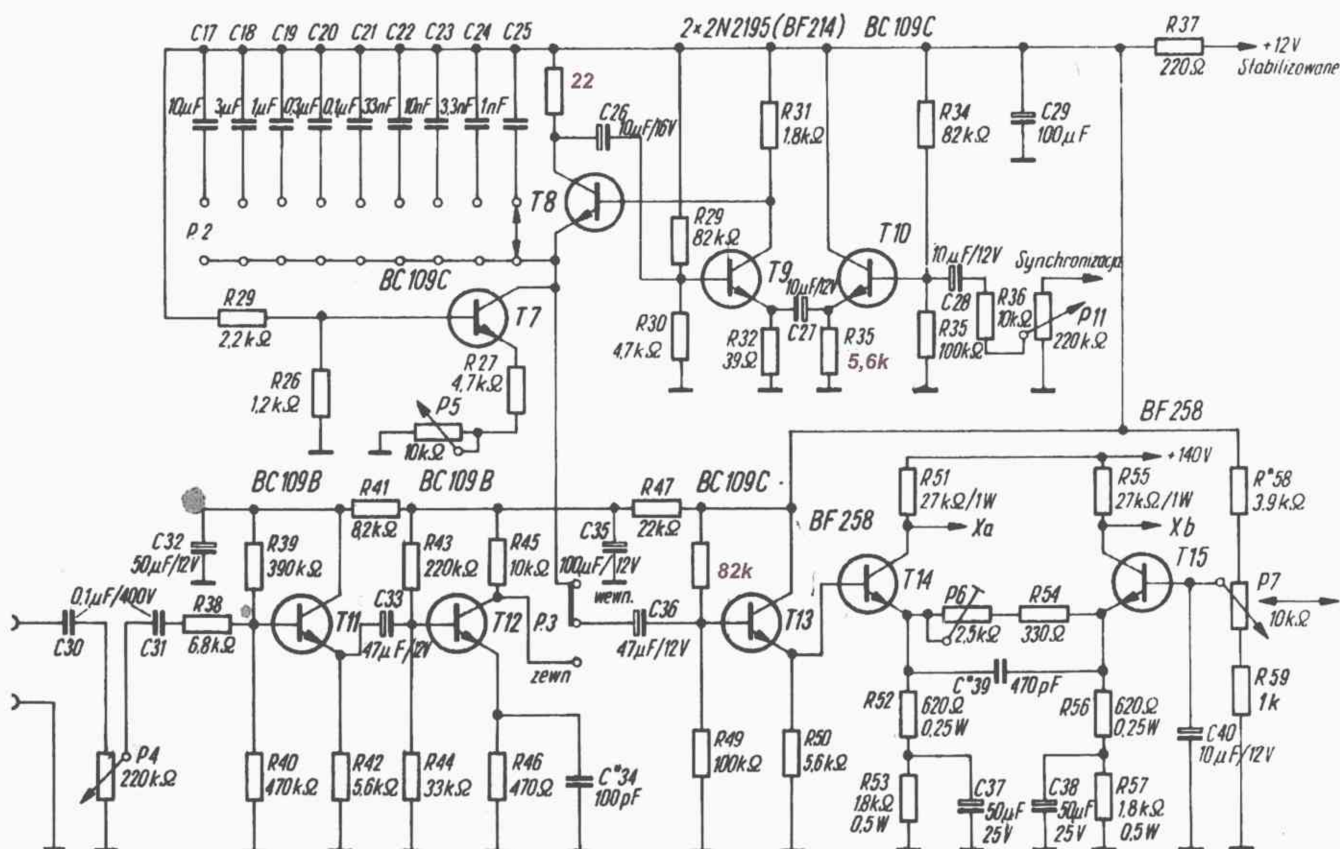
Ponieważ lampa oscyloskopowa wymaga napięć odchylających o amplitudach 140 V_{pp}, zastosowano w stopniach końcowych tranzystory BF258, które są przystosowane do pracy przy U_{Cmax} = 250 V.

Wartości rezystorów w kolektorach tranzystorów są stosunkowo duże, co zmniejsza wzmocnienie stopnia końcowego dla większych częstotliwości. Kompensuje się je za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Przesuwanie obrazu w kierunku pionowym uzyskuje się za pomocą potencjometru P3. Regulację amplitudy obrazu w kierunku pionowym przeprowadza się za pomocą potencjometru nastawnego P2.

WZMACNIACZ ODCHYLANIA POZIOMEGO

Schemat wzmacniacza odchylania poziomego i generatora podstawy czasu jest przedstawiony na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat wzmacniacza odchylania poziomego i generatora podstawy czasu

Rys. 3. Schemat prostowników i obwodów zasilania lampy oscyloskopowej

Wzmacniacz ma przetwornik impedancji zapewniający dużą rezystancję wejściową układu.

Czułość wzmacniacza reguluje się w sposób płynny potencjometrem P4. Taki sposób regulacji nie jest najlepszy, ponieważ rezystancja wejściowa i charakterystyka częstotliwości są uzależnione od położenia ślizgacza potencjometru P4. Ponieważ wzmacniaczowi odchylania poziomego nie stawiamy takich wymagań, jak wzmacniaczowi odchylania pionowego, to jest to rozwiązanie zupełnie wystarczające.

Sygnał z wyjścia przetwornika impedancji (T11) jest doprowadzany do wzmacniacza napięciowego (T12), separatora (T13) i wzmacniacza końcowego w układzie symetrycznym z tranzystorami T14 i T15. Charakterystykę częstotliwości zmienia się kondensatorami C34 i C39 w obwodach ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza napięciowego i końcowego.

Przesuwanie obrazu w kierunku poziomym przeprowadza się za pomocą potencjometru P7, natomiast regulację amplitudy – potencjometrem P6.

Tranzystory stopni końcowych obydwu wzmacniaczy należy zaopatrzyć w niewielkie radiatory wykonane z blachy aluminiowej.

GENERATOR PODSTAWY CZASU

Generator podstawy czasu składa się z multiwibratora obejmującego tranzystory T8 i T9. Schemat generatora przedstawiono na rys. 2.

Tranzystor T7 pełni funkcję źródła prądu stałego, ładując wybrany przełącznikiem P2 kondensator. Gwarantuje to bardzo dobrą liniowość napięcia wyjściowego.

Generator wytwarza napięcie o przebiegu piłokształtnym w szerokim zakresie częstotliwości i stałej amplitudzie. Żądaną częstotliwość wybiera się przez skokową zmianę wartości ładowanego kondensatora (C17...C25) oraz płynną regulację prądu ładowania potencjometrem P5.

Ze względu na krótki czas opadania napięcia piłokształtnego z generatora, nie zachodzi konieczność stosowania obwodów do wygaszania linii powrotnych.

Synchronizacja generatora jest realizowana w emiterze tranzystora T9 za pomocą stopnia separującego (tranzystor T10). Napięcie synchronizujące zmieniamy potencjometrem P11. Synchronizacja może być realizowana ze źródła zewnętrznego lub wewnętrznego, w zależności od pozycji przełącznika P3.

ZASILACZ OSCYLOSKOPU

Schemat zasilacza przedstawiono na rysunku 3.

Poszczególne obwody oscyloskopu są zasilane następującymi napięciami:

a) napięcie dla lampy obrazowej: 700 V (0,5 mA)

b) napięcie stopni końcowych wzmacniaczy: 140 V (36 mA)

c) napięcie dla wzmacniacza odchylania pionowego: 12 V (10 mA)

d) napięcie dla wzmacniacza odchylania poziomego i generatora podstawy czasu: 12 V (20 mA) stabilizowane.

Transformator sieciowy nawinięto na rdzeniu o przekroju środkowej kolumny 6,7 cm^2.

Dane uzwojeń transformatora

Uzwojenie I 220 V – 1550 zwojów DNE Ø 0,15 mm

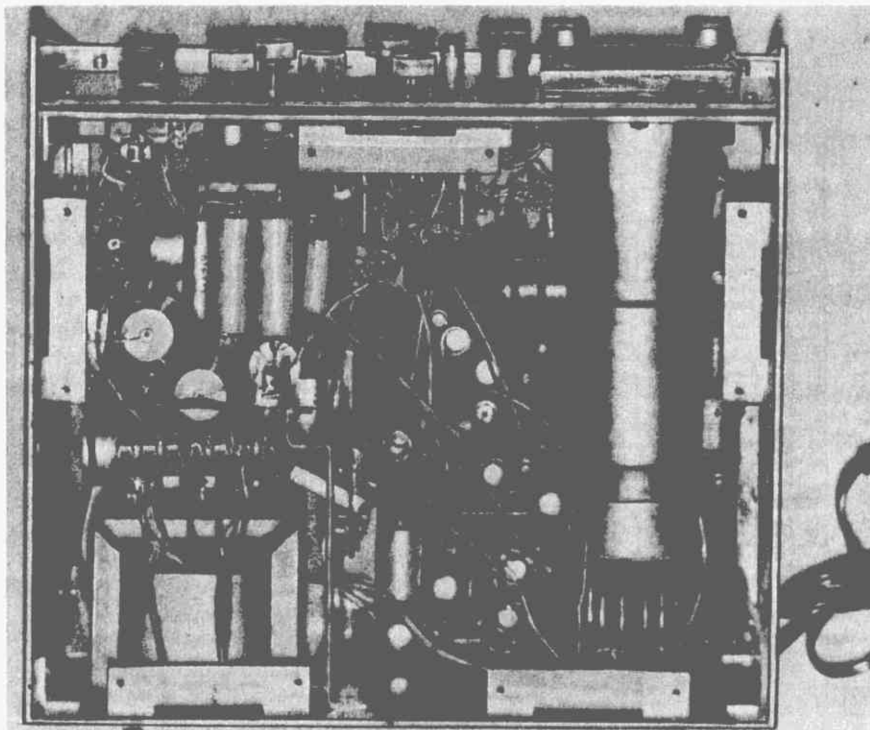
Uzwojenie II 140 V – 1080 zw. DNE Ø 0,15 mm

Uzwojenie III 140 V – 1080 zw. DNE Ø 0,1 mm

Uzwojenie IV 15 V – 116 DNE Ø 0,2 mm

Uzwojenie V 6,3 V – 49 zw. DNE Ø 0,62 mm.

Rys. 4. Widok ogólny oscyloskopu w obudowie. Fot. Autor



Rys. 5. Widok wnętrza oscyloskopu. Fot. Autor

Prostownik 700 V pracuje w układzie podwajacza napięcia i jest zasilany napięciem przemiennym 280 V (suma napięć z uzwojeń II i III).

OPIS KONSTRUKCJI

Obudowę oscyloskopu stanowi płaska skrzynka o wymiarach 240×210×95 mm, wykonana z blachy duraluminiowej o grubości 2 mm. Widok ogólny oscyloskopu w obudowie przedstawiono na rysunku 4.

Dla uniknięcia wpływu obcych pól magnetycznych na układy odchylania, umieszczono lampę w ekranie z blachy żelaznej o grubości 1 mm. Gałki wszystkich potencjometrów, przełączników i gniazda wejściowe umieszczono na płycie czołowej przyrządu. Transformator sieciowy należy umieścić w jak największej odległości od lampy obrazowej i osłonić go ekranem z blachy żelaznej o grubości 2 mm. Wnętrze oscyloskopu i rozmieszczenie poszczególnych części ilustruje rysunek 5.

URUCHOMIENIE

Uruchomienie przyrządu najlepiej rozpocząć od zasilacza i stopni końcowych wzmacniaczy oraz regulacji ostrości, jaskrawości, przesuwu obrazu w obydwu kierunkach oraz regulacji amplitudy obrazu w kierunku pionowym i poziomym. Następnie należy uruchomić generator podstawy czasu, aby na ekranie lampy uzyskać poziomy promień świetlny. Następnie ustawia się charakterystykę częstotliwościową przez dobór wartości kondensatorów C10, C12 i C13 do odchylania pionowego i kondensatorów C34 i C39 do odchylania poziomego. Końcową czynnością będzie skompensowanie charakterystyki częstotliwości dzielników napięcia wzmacniacza odchylania pionowego kondensatorami C2...C5. Wartości pojemności tych kondensatorów podane na schemacie są orientacyjne i należy je dobrać indywidualnie.

Wszystkie potencjometry mają charakterystykę liniową.

Poza stopniami końcowymi wzmacniaczy wszystkie zastosowane rezystory mają moc 0,25 W. Rezystory w obwodach lampy mają moc 0,5 W.

Potencjometrem P8 (rys. 3) ustala się wartość napięcia siatek S2+S4 lampy obrazowej w taki sposób, aby uzyskać najlepszą ostrość obrazu przy środkowym położeniu osi potencjometru P9.

LITERATURA

Mies. „Amatèrskè Radio" nr 7/1969, 11/76, 3/1978.

GRZEGORZ WODZINOWSKI

PERKUSJA DO ORGANÓW ELEKTRONICZNYCH

Opisana perkusja elektroniczna jest przeznaczona do współpracy z organami elektronicznymi. Może ona symulować dźwięki czterech dowolnych instrumentów perkusyjnych.
Układ składa się z zespołu taktującego i zespołu bramek diodowych, do których jest doprowadzany sygnał m.cz. imitujący brzmienie instrumentów perkusyjnych. Sygnały m.cz. z bramek diodowych są doprowadzone do mieszacza, a następnie do wzmacniacza mocy.
Zespół taktujący (rys. 1) zrealizowano przy wykorzystaniu układów scalonych TTL.
Generator taktujący utworzono z dwóch bramek NAND układu scalonego UCY7400 (US1a,b). Częstotliwość pracy generatora reguluje się potencjometrem P1. Częstotliwość pracy zależy również od pojemności kondensatora C1; im pojemność jego jest większa, tym mniejsza jest częstotliwość generatora. Aby poprawić charakterystykę przebiegu prostokątnego generatora przepuszcza się go dodatkowo przez bramkę NAND (US1c). Przebieg prostokątny z generatora steruje czterobitowy licznik dwójkowy UCY7493 (US2). Licznik ten jest wyzwalany dodatnim (narastającym) zboczem przebiegu prostokątnego doprowadzanego do wejścia zegarowego licznika. Na czterech wyjściach wysterowanego licznika (DCBA) pojawiają się stany zera logicznego i jedynki logicznej w różnych kombinacjach; kombinacje te odpowiadają kolejno liczbom od 0 do 15 zapisanym w systemie dwójkowym, np. 0000 = 0, 0100 = 4,1111 = 15. Wyjścia licznika (DCBA) są przyłączone do wejść adresowych demultipleksera UCY74154 (US3). W zależności od stanu wyjść licznika, a tym samym wejść adresowych demultipleksera stan zera logicznego występuje na wyjściach demultipleksera w różnych kombinacjach. Na przykład, gdy na wejściach adresowych demultipleksera pojawi się „0000", to na wyjściu „0" pojawi się stan zera logicznego, a na pozostałych piętnastu wyjściach stan jedynki logicznej. Gdy kombinacja na wejściach będzie

Rys. 1. Schemat zespołu taktującego

np. „0100", to na wyjściu „4" pojawi się zero logiczne, a na pozostałych jedynka logiczna.

Ponieważ na wyjściach licznika pojawiają się liczby od 0 do 15 w postaci dwójkowej w takt pracy generatora taktującego, z taką samą zatem częstotliwością następuje przeskok zera-logicznego na wyjściach demultipleksera; oczywiście zero logiczne przechodzi kolejno od wyjścia „0" do wyjścia „15". Ponieważ sygnały z demultipleksera sterują przez tranzystory n-p-n (T1...T64) otwieraniem i zamykaniem bramek diodowych (patrz rys. 2), należy przenoszące się zero logiczne zamienić na jedynkę logiczną. Jest to konieczne z tego względu, że w przypadku bezpośredniego sterowania tranzystorów z demultipleksera, piętnaście tranzystorów byłoby w stanie wysterowania przez jedynkę logiczną, a tylko jeden byłby zatkany przez zero logiczne, a dla prawidłowego działania urządzenia konieczna jest sytuacja odwrotna. Uzyskać to można przez włączenie do każdego z wyjść demultipleksera bramki NOT – UCY7404 (US4...US6).

Na wyjściach szesnastu bramek NOT włączonych do wyjść demultipleksera występuje przenosząca się jedynka logiczna. Wyjścia bramek NOT są połączone przez rezystory ze stykami przełączników typu „Isostat"; gdy „Isostat" jest włączony, to jedynka logiczna, czyli napięcie 2,4 V zostaje doprowadzone do bazy tranzystora n-p-n współpracującego z danym przełącznikiem „Isostat" programatora (K1...K4), tranzystor przechodzi w stan nasycenia i przepuszcza napięcie +12 V, otwierające bramkę diodową. Zero logiczne, czyli napięcie o wartości mniejszej niż 0,4 V zatka tranzystor i zamyka tym samym bramkę diodową.

Bezpośrednio z wyjścia demultipleksera przez zespół przełącznika „Isostat" (K5) pobierany jest stan zera logicznego na wejście Ro2 licznika UCY7493; włączenie któregoś z tych przełączników „Isostat" powoduje skasowanie licznika sygnałem określonym włączonym przełącznikiem i sprowadzenie stanu demultipleksera do stanu początkowego. Tak więc za pomocą tych przełączników można dowolnie programować takt melodii.

Uruchomienie układu odbywa się przez doprowadzenie do wejścia „Strob" demultipleksera i do wejścia Ro1 licznika, stanu zera logicznego z bramki NAND (US1d), na której wejście jest doprowadzone napięcie +5 V, bądź sygnał ze wzmacniacza akustycznego organów przez rezystor R6 i diodę D1; w tym ostatnim przypadku „start" perkusji następuje samoczynnie po rozpoczęciu gry na organach. Rodzaj „startu" może być wybierany za pomocą przełącznika K7.

Aby orientować się w pracy perkusji zastosowano diodę elektroluminescencyjną (LED), która zaświeca się w pierwszym takcie każdej sekwencji.

Tempo gry reguluje się przestrajając generator traktujący potencjometrem P1.

Sygnały m.cz. imitujące dźwięki instrumentów perkusyjnych, doprowadzane do wejść bramek diodowych, uzyskano dobierając odpowiednio i mieszając sygnały z generatorów organowych. W prototypie posłużono się sygnałami z generatorów organów elektronicznych firmy „Dr Böhm" – ORGEL ChT/L. Można również wykorzystać generatory organów ELTRA typ B2.

Jeżeli nie dysponujemy organami, a perkusję chcemy wykorzystać do gry w zespole, np. gitarowym, należy wówczas wykonać dodatkowo generatory akustyczne. Można wykorzystać do tego celu generatory opisane w „Radioamatorze i Krótkofalowcu" nr 10/77, w artykule inż. Zbigniewa Stanisława Woźniaka – Elektroniczny symulator dźwięków perkusyjnych „Bibianka".

Ponieważ instrument ma cztery kanały dźwiękowe, możemy nim symulować, np.: bęben, kociołek, czynele i miotełki. Interesujące efekty można osiągnąć stosując niekonwencjonalne brzmienie instrumentów perkusyjnych.

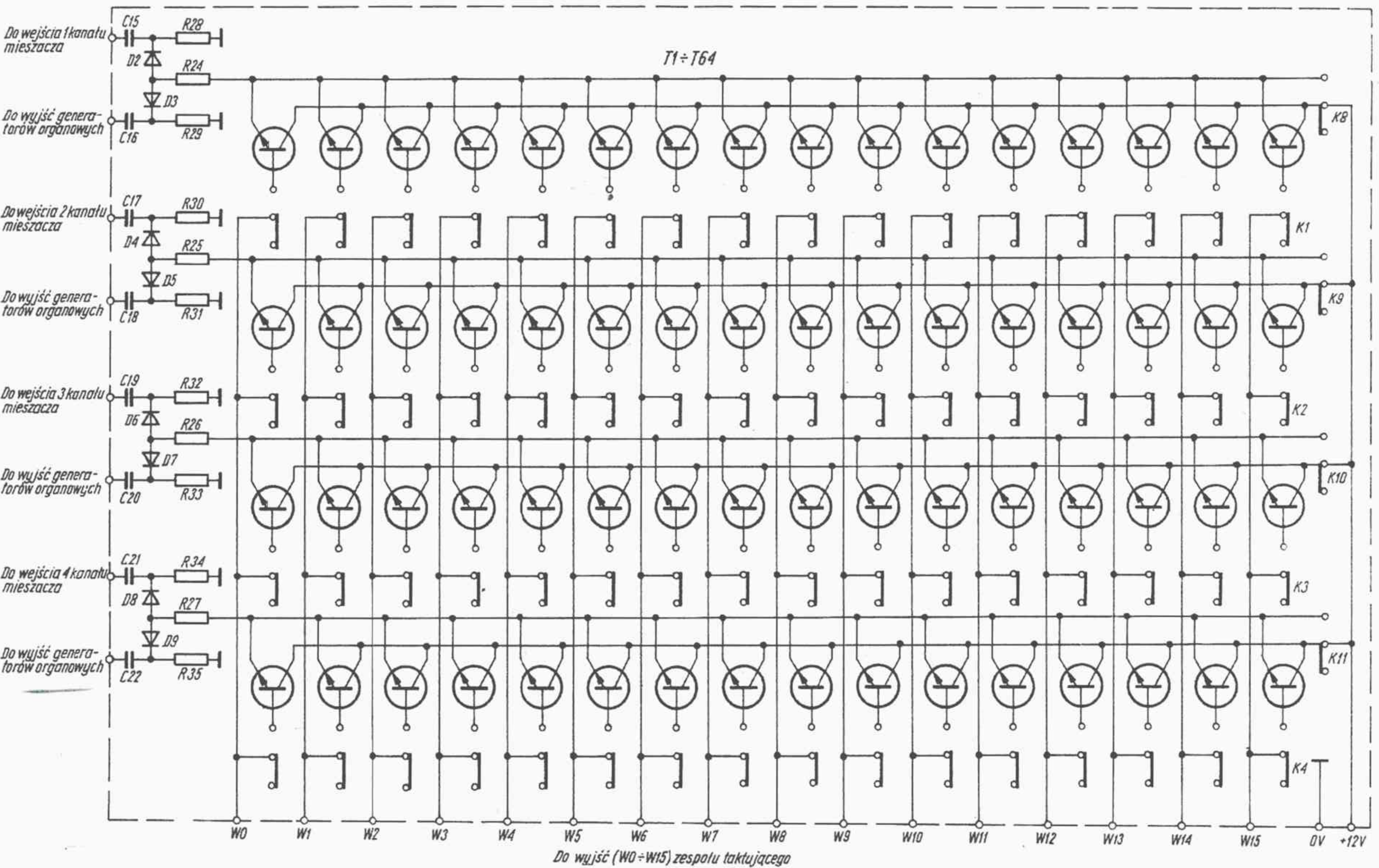
Programowanie instrumentu odbywa się przez włączenie odpowiednich przełączników w zespołach K1...K4 oraz ewentualnie przełącznika „Isostat" z zespołu K5. W tabelkach (rys. 3) przedstawiono proste przykłady programowania melodii w rytmach parzystych i nieparzystych. W zasadzie instrument jest przeznaczony do emitowania o wiele bardziej skomplikowanych rytmów, zależy to głównie od inwencji muzyka posługującego się tym instrumentem.

W przypadku, gdy chcemy grać na perkusji ręcznie, należy ustawić przełącznik K6 w położenie „gra ręczna" wyłączając tym samym zespół taktujący, a następnie otwierać bramki diodowe ręcznie, naciskając przyciski K8...K11.

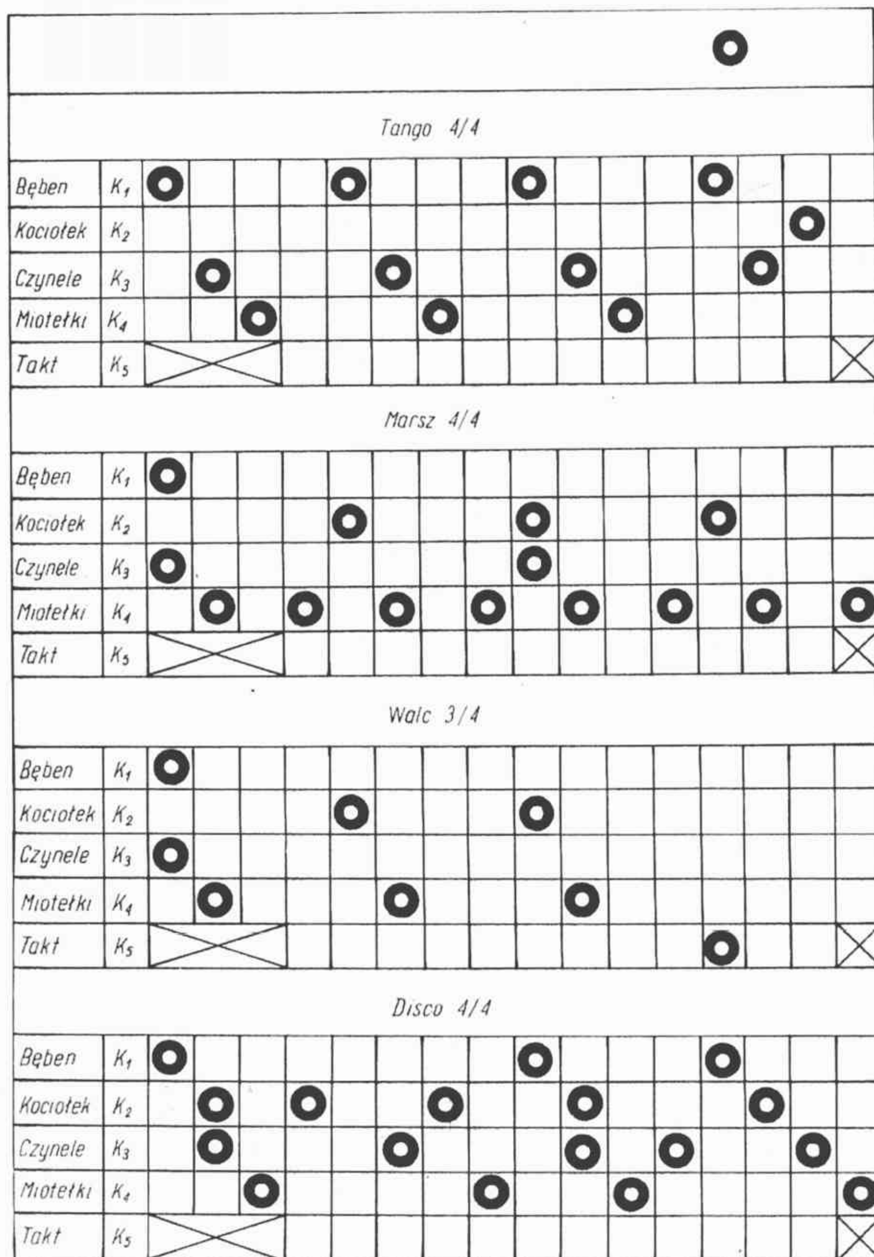
Sygnały m.cz. po przejściu przez bramki diodowe są mieszane w czterokanałowym mieszaczu (rys. 4) i doprowadzone do wejścia wzmacniacza organowego, bądź oddzielnego wzmacniacza m.cz.

Układy są zasilane z zasilaczy o napięciu 12 V i 5 V (rys. 5). Zasilacz ZNS4 składa się z transformatora, prostownika mostkowego i dwóch połączonych równolegle kondensatorów elektrolitycznych 1000 µF/25 V; napięcie wyjściowe przy obciążeniu 1 A wynosi 13 V. Zasilacz 12 V jest typowym zasilaczem stabilizowanym i nie wymaga specjalnego omówienia.

Do zasilania układu TTL zastosowano układ scalony LM309CK(US7). Układ ten może być zasilany napięciem stałym 7,5...25 V, napięcie na wyjściu wynosi 4,75...5,25 V, maksymalny prąd obciążenia – 1,5 A. Układ musi być zaopatrzony w radiator o powierzchni 100 cm². Układ ma wewnętrzne zabezpieczenie temperaturowe i przeciążeniowe. Producent zastrzega sobie, aby wyjście układu zablokować kondensatorem ferroelektrycznym 0,1 µF oraz elektrolitycznym kondensatorem tantalowym 100 µF/6 V. Kon-



Rys. 2. Schemat zespołu bramek diodowych



Rys. 3. Przykłady programów perkusji elektronicznej

densator 0,1 μF należy włączyć jak najbliżej układu scalonego. Za układem scalonym LM309 znajduje się bezpiecznik i dioda Zenera BZP620/6V2; zadaniem tych elementów jest zabezpieczenie układów TTL w razie nieprzewidzianego uszkodzenia zasilacza i wzrostu napięcia zasilania powyżej 6,2 V. W takim przypadku ulega przepalaniu dioda Zenera, a ponieważ diody typu BZP620 przepalają się, zwierając katodę z anodą, powoduje to przepalanie bezpiecznika i odcięcie układów TTL od zasilacza[1].

Uruchomienie perkusji rozpoczyna się od sprawdzenia działania zasilaczy, następnie włącza się mieszacz i sprawdza jego działanie doprowadzając do wejścia sygnał z generatora pomiarowego i obserwując przebiegi wyjściowe na oscyloskopie. Następnie uruchamia się zespół taktujący. Generator taktujący powinien mieć częstotliwość 0,5...5 Hz (zależnie od ustawienia potencjometru P1). Na wyjściach DCBA licznika UCY7493 powinny występować częstotliwości:

wyjście D – 16 razy mniejsza od taktującej

wyjście C – 8 razy mniejsza od taktującej

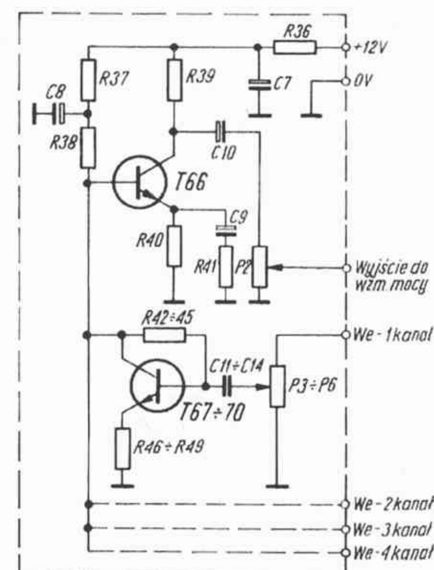
wyjście B – 4 razy mniejsza od taktującej

wyjście A – 2 razy mniejsza od taktującej.

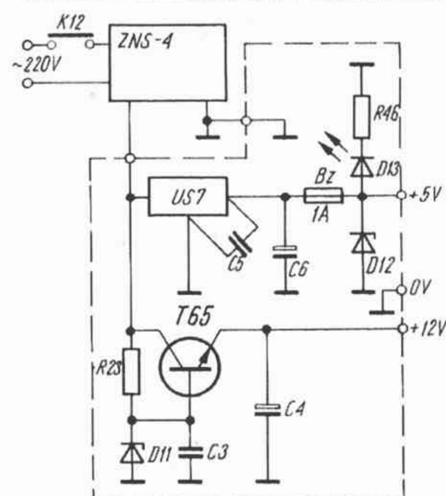
Należy również sprawdzić działanie samoczynnego „startu" perkusji w momencie rozpoczynania gry na organach. W tym celu przyłącza się układ do wyjścia głośnikowego wzmacniacza organowego, a do końcówek kondensatora C2 przyłącza woltomierz o rezystancji wewnętrznej rzędu megaoma. W momencie, gdy napięcie na kondensatorze osiągnie wartość około 2,4 V, czyli minimalną wartość jedynki logicznej, perkusja powinna się włączyć. Pojemność kondensatora C2 wpływa na opóźnienie o parę sekund momentu włączenia perkusji, jak również momentu wyłączenia perkusji po zakończeniu gry. Kondensator ten wprowadza określoną bezwładność działania układu, konieczną do prawidłowej współpracy perkusji z organami, zbyt mała pojemność powoduje bowiem wyłączenie perkusji w czasie pauzy nutowej w utworze muzycznym, co jest oczywistym błędem z muzycznego punktu widzenia.

Mniej zaawansowani w układach TTL Czytelnicy powinni zapoznać się z artykułami zamieszczonymi w numerach 10,

[1] *Układ scalony LM309 ma w zasadzie wystarczające zabezpieczenia wewnętrzne; zaproponowane przez autora dioda Zenera i bezpiecznik stanowią więc zabezpieczenie dodatkowe (Uwaga Redakcji).*



Rys. 4. Schemat mieszacza



Rys. 5. Schemat zasilaczy

11 12/1976 i 1, 2, 3/1977 miesięcznika „Radioamator i Krótkofalowiec", w którym bardzo przystępnie przedstawiono podstawowe wiadomości o scalonych układach TTL.

WYKAZ ELEMENTÓW

Układy scalone

US1 – UCY7400
US2 – UCY7493
US3 – UCY74154
US4...US6 – UCY7404
US7 – LM309CK

Tranzystory

T1...T64 – BC107...BC109, BC147...BC149, BC237...BC239 itp.
T65 – BC211
T66...T70 – BC413, BC109

Diody

D1...D9 – BAY54...BAY55
D10 – BZP611D4V7
D11 – BZP611D12
D12 – BZP620D6V2
D13, D14 – LED, COXP02 lub podobne

Potencjometry

P1 – 1 kΩ(A)
P2...P6 – 47 kΩ(B)

Kondensatory

C1 – 100 μF/10 V elektrolityczny
C2 – 100 μF/6 V elektrolityczny
C3 – 0,1 μF styrofleksowy
C4 – 470 μF/16 V elektrolityczny
C5 – 0,1 μF ferroelektryczny
C6 – 100 μF/6 V tantalowy
C7 – 2200 μF/16 V elektrolityczny
C8 – 220 μF/16 V elektrolityczny
C9 – 47 μF/3 V elektrolityczny
C10 – 4,7 μF/16 V elektrolityczny
C11...C14 – 0,33 μF, MKSE
C15...C22 – 1 μF, MKSE

Rezystory (wszystkie o mocy 0,125 W)

R1, R2, R4 – 200 Ω
R3, R46...R49 – 330 Ω
R5 – 1 kΩ
R6, R38 – 10 kΩ
R7...R22 – 240 Ω
R23 – 560 Ω
R24...R27 – 51 kΩ
R28...R35 – 22 kΩ
R36 – 56 Ω
R37 – 2,2 kΩ
R39 – 3,9 kΩ
R40, R41 – 680 Ω
R42...R45 – 1 MΩ
R46...R47 – 510 Ω

Inne

K1...K4 – zespół przełączników „Isostat" S 2 – niezależne × 16/1 cm
K5 – zespół przełączników „Isostat" S 2 – niezależne × 12/1 cm
K6...K7 – „Isostat" S2 niezależne
K8...K11 – „Isostat" S2 przyciski
K12 – „Isostat", sieciowy niezależny
Zasilacz sieciowy ZNS4 – 1 szt.
Gniazdo bezpiecznikowe SP7

inż. ZBIGNIEW STANISŁAW WOŹNIAK

KLAWISZOWY KODER ALFABETU MORSE'A

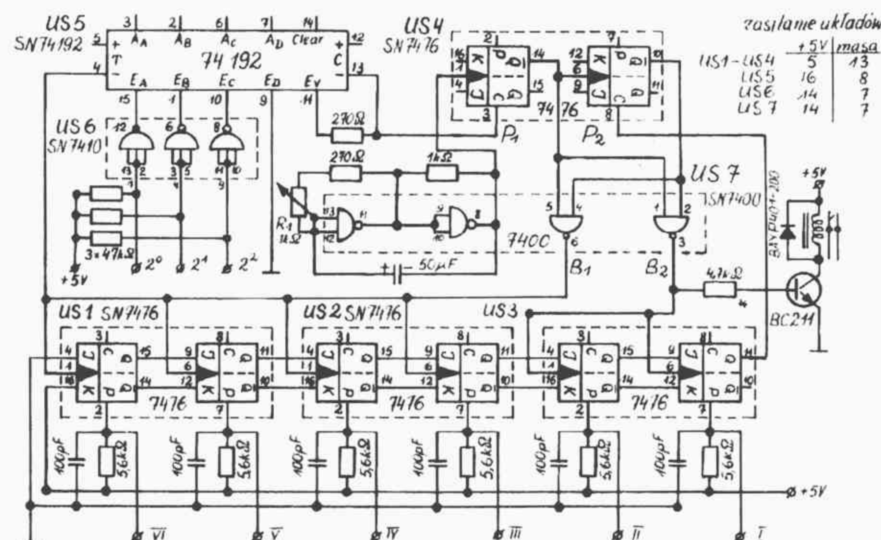
Klawiszowe kodery alfabetu Morse'a coraz powszechniej wykorzystywane są przez krótkofalowców na świecie. Dla początkujących nadawców koder jest wytrwałym nauczycielem alfabetu Morse'a, wytrawnym nadawcom umożliwia bardzo szybkie nadawanie.

Kodery alfabetu Morse'a wyposaża się w standardowy układ klawiszy stosowany w maszynach do pisania, ponieważ urządzenie to należycie spełnia swoją funkcję wtedy, gdy operator potrafi korzystać z układu klawiszy, nie śledząc go wzrokiem.

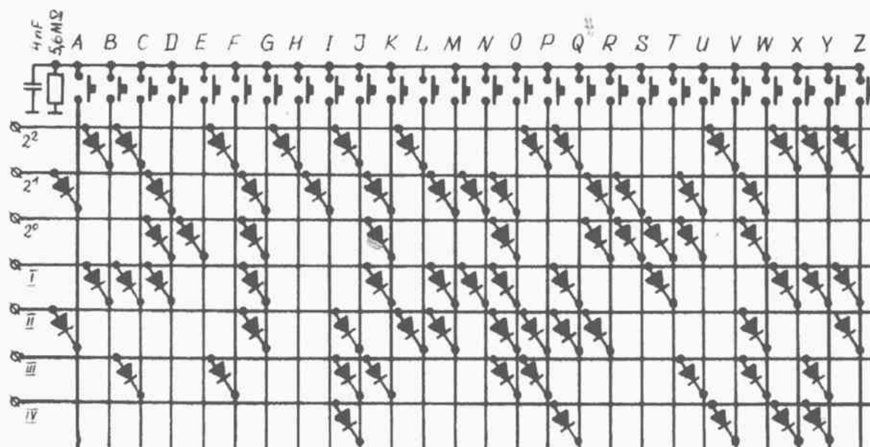
Z wielu znanych układów kodujących stosowanych w telegrafii Morse'a wyróżnia się prostotą system oparty na kodowaniu cyfrowym, którego schemat przedstawiono na rys. 1.

Proponowany koder wykonano przy zastosowaniu układów scalonych serii TTL. Pamięć kodera realizuje matryca diodowa, której układy przedstawiono na rys. 2 i 3. Za pomocą tej matrycy wprowadza się dane cyfrowe do układu kodera. Pierwsze trzy bity występujące na wyjściach $2^2 2^1 2^0$ reprezentują sumę elementów składowych danego znaku Morse'a, to znaczy liczbę kropek i kresek. Dalsze sześć bitów występujących na wyjściach I–VI stanowią właściwe odwzorowanie znaku Morse'a, gdzie kreskę reprezentuje binarna „1", a kropkę binarne „0". Na przykład: litera C jest kodowana przez matrycę jako 100 101000. Pierwsze trzy bity są binarnym odpowiednikiem liczby cztery stanowiącej sumę dwóch kropek i dwóch kresek. Pozostałe sześć bitów wskazują, że kreski mają być nadane na pierwszej i trzeciej pozycji, a kropki na drugiej i czwartej pozycji. Analogicznie kodowane są cyfry. Cyfra 4 jest odwzorowana słowem binarnym 101 000010. Pierwsze trzy bity wskazują, że nadawany znak telegraficzny składa się z pięciu elementów, a pozostała część słowa binarnego określa, że są to cztery kropki, a na końcu kreska. Gdy żaden klawisz nie jest naciśnięty, na wyjściu matrycy diodowej występuje słowo binarne 000 000000, które zeruje licznik zrealizowany z układem scalonym US5 oraz sześciobitowy rejestr szeregowy z układami scalonymi US1, US2 i US3. Wyzerowany licznik i rejestr unieruchamiają przerzutniki P1, P2, blokując zarazem generator taktujący. Generator taktujący zestawiony jest z dwóch bramek układu scalonego US7. Potencjometr R1 reguluje częstotliwość impulsów generatora taktującego.

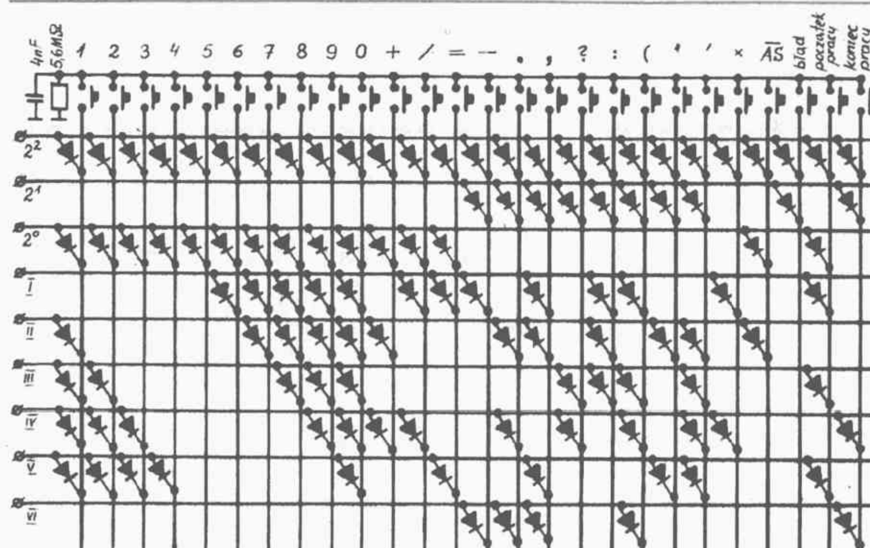
Właściwy układ kodujący tworzą przerzutniki P1, P2 oraz bramki B1, B2. Czas trwania kropki wyznacza przerzutnik P1, a sterowany przez niego przerzutnik P2 daje przebieg wyjściowy o czasie trwania dwóch kropek. Po naciśnięciu klawisza kodera na wyjściu matrycy diodowej pojawia się kod binarny, który zostaje wprowadzony do licznika i rejestru układu



Rys. 1. Schemat kodera znaków telegraficznych Morse'a



Rys. 2. Układ matrycy kodującej litery



Rys. 3. Układ matrycy kodującej cyfry i znaki

kodującego. Impulsy generatora taktującego napędzają odblokowany układ przerzutników P1, P2, przy czym o aktualnym stanie logicznym przerzutnika P1 decyduje licznik, a o stanie logicznym przerzutnika P2 decyduje rejestr szeregowy.

Ustawienie przerzutników P1, P2 decyduje o tym, czy aktualnie będzie nadana kropka, czy kreska. Impuls wyjściowy bramek B1, B2, niezależnie czy jest kropką czy kreską, za każdym razem przesuwa licznik i rejestr na kolejną pozycję. Bramki B1, B2 są połączone równolegle, przeto można rozpatrywać je jako jeden funkcjonalny element logiczny. Między te bramki podzielono sterowanie pozostałych bloków układu, ponieważ dla jednej bramki stanowiłyby one zbyt duże obciążenie.

Matrycę należy wyposażyć w diody krzemowe, ponieważ w porównaniu z diodami germanowymi mają onę znacznie mniejszy prąd upływu.

Diody wykazujące upływność mogą powodować błędne kodowanie matrycy. Wszystkie diody przed wlutowaniem do matrycy diodowej należy dokładnie sprawdzić, ponieważ w gotowej matrycy bardzo trudno znaleźć wadliwą.

Matrycę najlepiej wykonać na dwóch niezależnych płytkach drukowanych, na których są wytrawione wzajemnie prostopadłe ścieżki. Płytki te należy skręcić w czterech rogach przez tulejki dystansowe o długości około 3 cm. Poprawnie zmontowany koder działa bez dodatkowych regulacji, jednak wymaga stabilnego zasilania o napięciu 5 V, najlepiej z zasilacza sieciowego.

W czasie nadawania należy naciskać klawisz aż do zakończenia danego znaku. Mimo tej niedogodności – przy pewnej wprawie – koder niezawodnie spełnia swoje zadanie. Jedynym elementem regulacyjnym jest potencjometr R1 służący do regulacji szybkości nadawania. Użytkując koder klawiszowy nie należy zapominać o znaczeniu skrótu QRS! (nadawajcie wolniej!).

LITERATURA

1. R. Griek – Elektronischer rufzeichengeber für funkamateure. „Funkschau" nr 13/1969.
2. W. Łapajew – Klawisznyj datczik telegrafnogo koda. „Radio" nr 9/1973.
3. Morse code keyboard uses ICs. „Electronic", Australia nr 11/1973.
4. A. Bordjugowski, T. Krymszamchołow, A. Pazow – Kławiaturnyj datczik koda Morze. „Radio" nr 7/1978.

WZMACNIACZ Hi-Fi NOWEJ KLASY

Firma „Technics" opracowała wzmacniacz Hi-Fi oparty na odmiennej od dotychczasowych zasadzie pracy stopnia mocy. Zaproponowany reżim pracy nazwano klasą A^+.

Mimo, że produkowane obecnie wzmacniacze mocy Hi-Fi osiągnęły wysokie parametry, ich konstruktorów wciąż nurtują problemy wynikające z strukturalnych sprzeczności. Wzmacniacze klasy B mają dobrą sprawność i byłyby idealne, gdyby nie trudność wyeliminowania zniekształceń. Rzecz w tym, że przy średnich i większych amplitudach sygnału, tranzystory układu przeciwsobnego pracują na przemian. Powstają zniekształcenia, których zmniejszenie jest trudne, bowiem – jak wykazano ostatnio – stosowanie bardzo silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego ma swoje wady, stwarzając groźbę powstawania zniekształceń w stanach przejściowych.

Wzmacniacze klasy A nie mają wady wzmacniaczy klasy B, ponieważ zmieniający się pod względem wartości prąd kolektorowy przepływa stale przez oba ramiona układu przeciwsobnego, lecz sprawność energetyczna tych wzmacniaczy jest mała, a tranzystory silnie obciążone termicznie. Wykazano, że największa moc, jaką można uzyskać z pary tranzystorów danego typu, wynosi w przypadku wzmacniacza klasy A zaledwie 20% tej mocy, otrzymywanej przy zastosowaniu klasy B.

Ograniczenie mocy szczytowej wzmacniaczy Hi-Fi jest wysoce niepożądane ze względu na obcinanie najwyższych wartości w przebiegu sygnału. Dąży się do zapewnienia wielkiej rezerwy mocy przez stosowanie w zestawach Hi-Fi wzmacniaczy zdolnych do oddawania 150...400 W. Zaproponowane przez firmę „Technics" rozwiązanie próbuje pogodzić te sprzeczności. Cd. na str. 208

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 7–8 (242–243) LIPIEC-SIERPIEŃ 1980 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

WIADOMOŚCI ZG PZK

ODZNACZENIA

● W dniu inauguracji obchodów 50-lecia Polskiego Związku Krótkofalowców, 23 lutego br. Minister Łączności PRL prof. dr inż. Edward Kowalczyk wręczył odznaki „Zasłużony Pracownik Łączności" kolegom zasłużonym dla rozwoju amatorskiej służby radiowej w Polsce i realizacji zadań statutowych Polskiego Związku Krótkofalowców. Odznaczenia otrzymali:

Złotą Odznakę „Zasłużony Pracownik Łączności"

Jerzy Chmielewski, SP5LP
Tadeusz Matusiak, SP6XA
Leon Młotowski
Wojciech Nietyksza, SP5FM
Bogusław Piasecki, SP2ATF
Marian Pietrzak, SP2DEH
Jacek Rutyna, SP9AKD

Srebrną Odznakę „Zasłużony Pracownik Łączności"

Jan Kaczała, SP3KB
Jerzy Kempa, SP2DVH
Longin Kozieł, SP2BOQ
Zbigniew Mazurkiewicz, SP4DWP
Krzysztof Moczkowski, SP4DCS
Krzysztof Szumlewicz, SP3CQP
Stanisław Świerczyński
Stanisław Trawiński
Andrzej Zieliński, SP2BHZ

Brązową Odznakę „Zasłużony Pracownik Łączności"

Adam Ciosek, SP4CUF
Jerzy Demyda, SP2DDV
Józef Grzeszczak, SP2DGG
Stanisław Grzęda, SP2IBS
Irena Jaworska, SP2JVY
Paweł Karatnicki, SP5BSV
Adam Kowalczyk, SP4DDS
Tomasz Kowalski, SP2047/GD
Antoni Lichota, SP7EJS
Ryszard Nickel, SP2IF
Anatol Pieńkowski, SP5DER
Jerzy Szaleniec, SP7IDG
Tadeusz Szymkowiak, SP9JA
Krzysztof Szwedowski, SP5BT
Jan Trojanowski, SP5JTR

● Z okazji VIII Krajowego Zjazdu PZK i 50-lecia Polskiego Związku Krótkofalowców, minister Łączności PRL dr Zbigniew Rudnicki wręczył 3 maja br. Odznaki „Zasłużony Pracownik Łączności" kolegom zasłużonym dla rozwoju amatorskiej służby radiowej w Polsce i realizacji zadań statutowych Polskiego Związku Krótkofalowców. Odznaczenia otrzymali:

Złotą Odznakę „Zasłużony Pracownik Łączności"

Tadeusz Boehm, SP9EU
Wiktor Chojnacki, SP5QU
Antoni Kubicki, SP5BB
Henryk Pacha, SP6ARR
Krzysztof Słomczyński, SP5HS

Srebrną Odznakę „Zasłużony Pracownik Łączności"

Jan Boniek, SP7DZB
Ryszard Grabowski, SP3CUG
Piotr Karasewicz, SP9BLX
Leon Kossobudzki, SP5AFL
Jerzy Napierała, SP9AJT
Marek Niedoba, SP9BQJ
Eugeniusz Przybylski, SP3JBV
Mieczysław Sobiecki, SP7GSM
Jerzy Szymański, SP4JSO
Wiktor Tokarzewicz, SP4JDA
Andrzej Włodarczyk, SP5BCU
Jan Żalik, SP3AMZ

Brązową Odznakę „Zasłużony Pracownik Łączności"

Marek Ambroziak, SP4IYI
Maciej Beśka, SP2CLJ
Lech Bieliński, SP5DZQ
Antoni Biliński, SP7XX
Wieńczysław Celer, SP3HUW
Wiesław Dyduch, SP1EYG
Janusz Gonciarz, SP7FAC
Bolesław Jankowski, SP3BBM
Jerzy Jankowski, SP3DPZ
Zbigniew Krawczyk, SP5DZI
Zenon Lamęcki, SP3FGR
Stanisław Mrozowski, SP5OD
Zenon Pietrzak, SP5FER
Tadeusz Snella, SP3FKY
Alfred Stefanowski, SP6FAF
Krzysztof Tryzna, SP5DMT
Eugeniusz Winiecki, SP3FQP
Mariusz Wojtowicz, SP9EPY
Jacek Zieliński, SP1EHI
Andrzej Żukowski, SP5GIZ

VIII ZJAZD KRAJOWY POLSKIEGO ZWIĄZKU KRÓTKOFALOWCÓW

W dniu 3 maja 1980 r. obradował w Chorzowie VIII Zjazd Krajowy Polskiego Związku Krótkofalowców. Zjazd dokonał oceny minionej, przedłużonej o cztery lata kadencji oraz określił najważniejsze kierunki działania na najbliższe trzy lata, zmierzające do dalszego wszechstronnego rozwoju i wzrostu znaczenia Polskiego Związku Krótkofalowców oraz określenia jego roli i miejsca w rozwiniętym społeczeństwie polskim lat osiemdziesiątych.

Na Zjazd przybyli przedstawiciele najwyższych władz polityczno-administracyjnych kraju: Komitetu Centralnego Polskiej Zjednoczonej Partii Robotniczej, Głównego Zarządu Politycznego Wojska Polskiego, kierownictw Ministerstwa Łączności i Głównego Komitetu Kultury Fizycznej i Sportu, przedstawiciele władz naczelnych organizacji społecznych, współpracujących z Polskim Związkiem Krótkofalowców (Głównej Kwatery Związku Harcerstwa Polskiego i Zarządu Głównego Ligi Obrony Kraju) oraz przedstawiciele władz województwa Katowickiego, na terenie którego odbywał się Zjazd. W Zjeździe uczestniczyło 159 delegatów spośród 167 wybranych na Zjazdach Wojewódzkich, tj. 95,2%. Obecni byli członkowie ustępującego Zarządu Głównego i prezesi Zarządów Oddziałów Wojewódzkich.

Obrady otworzył ustępujący prezes Związku – Leon Kołatkowski SP5PZ. Po wyborze prezydium Zjazdu, kierownictwo Zjazdu objął kol. Jerzy Niewada SP7HF. Po przemówieniach wstępnych odbyła się uroczystość dekoracji dużej grupy krótkofalowców Złotymi, Srebrnymi i Brązowymi Krzyżami Zasługi, Złotymi, Srebrnymi i Brązowymi odznakami „Zasłużonego Pracownika Łączności" i Odznakami Honorowymi Polskiego Związku Krótkofalowców. Aktu dekoracji dokonali wiceminister Łączności Wiesław Adamski i dotychczasowy prezes PZK gen. Leon Kołatkowski SP5PZ.

Po powołaniu komisji zjazdowych: mandatowej, matki, skrutacyjnej oraz uchwał i wniosków, zebrani wysłuchali sprawozdań Głównej Komisji Rewizyjnej i Głównego Sądu Koleżeńskiego.

W ożywionej dyskucji nad wygłoszonymi sprawozdaniami jak i nad rozesłanym uprzednio sprawozdaniem ustępującego Zarządu, zabierali głos przedstawiciele wszystkich regionalnych środowisk krótkofalarskich oraz poszczególnych klubów specjalistycznych PZK. Dyskusję cechowała powaga, rzeczowość i troska o dalszy prawidłowy rozwój polskiego ruchu krótkofalarskiego i zwiększenie jego użyteczności dla kraju i społeczeństwa.

W dalszej części Zjazdu dokonano wyborów władz naczelnych Związku.

Prezesem Polskiego Związku Krótkofalowców został jednogłośnie wybrany prof. dr Andrzej Zieliński SP5LVV, dotychczasowy dyrektor Instytutu Łączności, piastujący obecnie funkcję naczelnego dyrektora Zjednoczenia Stacji Radiowych i Telewizyjnych.

W skład Zarządu Głównego PZK weszli:

Jacek Zieliński SP1EHI	
Tadeusz Karolczak SP2AO	Wojciech Nietyksza SP5FM
Norbert Dolny SP2BBD	Jerzy Chmielewski SP5LP
Marian Pietrzak SP2DEH	Marian Pasternak SP5LVY
Stanisław Maciejkiewicz SP2JS	Lech Kaszyński SP5LWK
Juliusz Schmidt SP3AUZ	Jan Ładno SP5XM
Marian Lehmann SP3AWF	Seweryn Wojtusiak SP6ALL
Stefan Jurgowiak SP3BPU	Wojciech Stępniewski SP6ARE
Ryszard Reich SP4BBU	Jerzy Ledwig SP6UK
Zbigniew Kłossowski SP4BQW	Jerzy Niewada SP7HF
Stefan Wyporski SP5BFW	Jerzy Miśkiewicz SP8TK
Anatol Jegliński SP5CM	Marek Rybiański SP9BPF
Zbigniew Krawczyk SP5DZI	Alfred Jabłoński SP9CTW
Waldemar Kuna SP5DZJ	Wojciech Kłosok SP9PT
Zdzisław Strzemieczny SP5FHN	Henryk Cichoń SP9ZD

W skład Głównej Komisji Rewizyjnej PZK weszli:

Józef Kaliszewski SP2FHY	
Czesław Truchanowicz SP6TX	Marek Niedoba SP9BQJ
Tadeusz Grall SP7FP	Jerzy Skop SP9ED

W skład Głównego Sądu Koleżeńskiego PZK weszli:

Antoni Kubicki SP5BB	
Stanisław Sip SP5SIP	Zbigniew Rybka SP8HR
Tadeusz Matusiak SP6XA	Jan Świtalski SP8MJ

Ukonstytuowanie się Prezydium Zarządu Głównego, Głównej Komisji Rewizyjnej i Głównego Sądu Koleżeńskiego odbyło się na pierwszym po Zjeździe posiedzeniu władz naczelnych PZK, odbytym już po przekazaniu materiału do druku; wyniki tego posiedzenia podamy w następnym numerze.

VIII Zjazd Krajowy podjął uchwały: w sprawie nadania członkostwa honorowego i uchwałę programową, a także zatwierdził program działania Związku na lata 1980–1983. Teksty tych dokumentów podajemy poniżej.

Obrady Zjazdu zamknął prezes Polskiego Związku Krótkofalowców prof. dr Andrzej Zieliński SP5LVV, dziękując delegatom w imieniu nowo wybranych władz PZK i własnym za okazane zaufanie.

Słowa uznania za znakomite organizacyjne przygotowanie Zjazdu należą się krótkofalowcom śląskim, którzy zadbali o to, aby zarówno goście jak i delegaci dobrze czuli się w gościnnych murach Ośrodka Harcerskiego w Chorzowie.

UCHWAŁA

W uznaniu szczególnych zasług dla rozwoju radiokomunikacji amatorskiej, w roku jubileuszu 50-lecia Polskiego Związku Krótkofalowców, VIII Zjazd Krajowy PZK nadaje Pierwszemu Prezesowi naszego Stowarzyszenia

prof. dr inż. JANUSZOWI GROSZKOWSKIEMU

godność Członka Honorowego Polskiego Związku Krótkofalowców. Chorzów, 3 maja 1980 r.

UCHWAŁA

VIII Zjazdu Krajowego Polskiego Związku Krótkofalowców

VIII Zjazd Krajowy Polskiego Związku Krótkofalowców, obradujący w dniu 3 maja 1980 r. w Chorzowie, na podstawie przedłożonego sprawozdania Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców za lata 1973–1980 stwierdza, że Polski Związek Krótkofalowców kierując się uchwałami Polskiej Zjednoczonej Partii Robotniczej i wytycznymi naczelnych władz państwowych dokładał wszelkich starań dla pomyślnej realizacji Uchwały przyjętej przez VII Zjazd Krajowy PZK.
W minionej kadencji Zarząd Główny, w miarę swych możliwości, przezwyciężając obiektywne trudności, kierował działalnością Związku, podejmując stosowne uchwały i inne działania. Zarząd Główny udzielał pomocy terenowym jednostkom organizacyjnym Związku w przezwyciężaniu napotykanych trudności, dzięki czemu następowała systematyczna poprawa stylu pracy jednostek terenowych Związku oraz dalszy wzrost autorytetu Polskiego Związku Krótkofalowców zarówno w kraju jak i za granicą.
Osiągnięcia te Polski Związek Krótkofalowców zawdzięcza przede wszystkim ofiarnej i bezinteresownej pracy szerokiego aktywu społecznego, krótkofalowców zrzeszonych w klubach PZK, ZHP i LOK, którzy w codziennej działalności czuli się jedną wielką rodziną, a także pomocy udzielanej ruchowi krótkofalarskiemu przez władze polityczne i administracyjne kraju.

Zjazd wyraża uznanie i podziękowanie wszystkim członkom PZK za owocny wkład w realizację uchwały VII Zjazdu PZK, zaangażowanie i ofiarność w działalności statutowej. Szczególne podziękowanie i najwyższe słowa uznania Zjazd wyraża szerokim rzeszom aktywu pracującego we władzach naczelnych, jednostkach terenowych Związku, komisjach problemowych, klubach specjalistycznych, a także długoletnim działaczom, którzy sercem i myślą oraz ofiarną pracą są emocjonalnie związani z Polskim Związkiem Krótkofalowców i aktywnie realizują jego cele statutowe oraz inne, wynikające z bieżących potrzeb Ojczyzny.

Zjazd postanawia przyjąć sprawozdanie ustępującego Zarządu Głównego, Głównej Komisji Rewizyjnej i Głównego Sądu Koleżeńskiego.
Przedstawiony pod dyskusję VIII Zjazdu Krajowego „Program działania na lata 1980–1983", uzupełniony o wnioski zgłoszone w trakcie obrad, zawiera najważniejsze kierunki działania i zamierzenia w sferze ideowo-wychowawczej i propagandowej, organizacyjnej, techniczno-sportowej i szkoleniowej, gospodarczo-finansowej i międzynarodowej.
Zjazd wyraża głębokie przekonanie, że program ten odpowiada aktualnym i rozwojowym potrzebom kraju oraz aspiracjom Polskiego Związku Krótkofalowców. Stwarza on warunki sprzyjające dalszemu umacnianiu autorytetu i społeczno-politycznej pozycji Polskiego Związku Krótkofalowców tak w kraju jak i wśród pokrewnych organizacji krajów obozu socjalistycznego, a także na szerokiej arenie międzynarodowej.

Zjazd zatwierdza załączony „Program działania" jako podstawę do ukierunkowania dalszego rozwoju Polskiego Związku Krótkofalowców i zaleca nowo wybranemu Zarządowi Głównemu opracowanie długofalowego planu realizacji uchwały VIII Zjazdu Krajowego PZK.
Szczególnie wnikliwego rozpatrzenia przez Zarząd Główny w nowej kadencji wymagają sprawy warunkujące dalszy rozwój PZK, a w tym problemy dotyczące:

- dalszego rozwoju bazy sprzętowo-technicznej,
- stwarzania jednostkom organizacyjnym Związku niezbędnych warunków etatowych i płacowych, umożliwiających dopływ kwalifikowanych kadr dla działalności statutowej,
- ściślejszej współpracy terenowych jednostek organizacyjnych PZK z terenowymi władzami politycznymi i administracyjnymi, ogniwami

terenowymi organizacji społecznych i szkolnictwem, w celu realizacji zadań statutowych i innych, wynikających z konkretnej sytuacji kraju. Zjazd zwraca się do wszystkich krótkofalowców polskich z wezwaniem o aktywny udział w realizacji uchwalonego programu, o dalsze wzmacnianie aktywności społecznej, zwiększanie jakości i efektywności naszej pracy, zaangażowania i masowego udziału w realizacji wszystkich zadań zmierzających do dalszego podniesienia autorytetu Polskiego Związku Krótkofalowców.

Zjazd zwraca się do władz polityczno-administracyjnych kraju z prośbą o dalsze roztaczanie opieki nad rozwojem ruchu krótkofalarskiego w Polsce.

Zjazd wyraża głębokie przekonanie, że zarówno aktyw PZK jak i szerokie rzesze krótkofalowców będą rozwijać i doskonalić patriotyczną działalność Związku oraz zwiększać jego udział w urzeczywistnianiu programu społeczno-gospodarczego kraju, zakreślonego w uchwale VIII Zjazdu Polskiej Zjednoczonej Partii Robotniczej, a także zadań programowych uchwalonych przez obecny Zjazd Krajowy Polskiego Związku Krótkofalowców.

Zjazd zobowiązuje nowo wybrany Zarząd Główny do wnikliwego rozpatrzenia wniosków zgłoszonych w toku obrad, a nie ujętych w „Programie działania na lata 1980–1983" i poinformowania wnioskodawców o podjętych decyzjach.

PROGRAM DZIAŁANIA NA LATA 1980–1983

1. W dalszym ciągu realizować statutowe zadania Polskiego Związku Krótkofalowców rozwijania amatorskiej radiokomunikacji w Polsce, kładąc szczególny nacisk na pracę ideowo-wychowawczą i patriotyczno-obronną wśród społeczeństwa, a zwłaszcza młodzieży, realizując w ten sposób zadania postawione przed organizacjami społecznymi przez VIII Zjazd PZPR. Powyższą działalność prowadzić przede wszystkim w oparciu o aktyw społeczny klubów, stanowiących podstawowe komórki organizacyjne PZK.

2. W dalszym ciągu zacieśniać współpracę z organizacjami krótkofalarskimi świata, a szczególnie krajów socjalistycznych.

3. Opracować i na codzień realizować plan działań w zakresie patriotyczno-obronnego wychowania i działań popularyzacyjno-programowych w zakresie krótkofalarstwa, szerzej wykorzystując do tego celu prasę, radio i telewizję.

4. Czynić dalsze starania w kierunku nadania całej działalności krótkofalarskiej statusu działalności sportowej wraz z wynikającymi stąd uprawnieniami i obowiązkami.

5. Rozwijać działalność szkoleniową, szczególnie wśród młodzieży, traktując ją jako wkład PZK w dzieło patriotycznego wychowania młodego pokolenia.

6. Popularyzować i rozwijać stałe współzawodnictwa sportowe, lepiej przygotowywać, szczególnie pod względem informacyjnym, wszystkie krótkofalarskie imprezy sportowe, popularyzować zawody międzynarodowe. Pełniej wykorzystywać w tym celu Radiowy Biuletyn Informacyjny, Biuletyn PZK i miesięcznik „Radioelektronik".

7. Popularyzować wśród młodzieży amatorską radiolokację, jako sport krótkofalarski o dużej atrakcyjności i mający liczne walory wychowawcze i politechnizacyjne.

8. Spowodować opracowanie projektu nowego statutu PZK, powołując w tym celu Komisję Statutową, złożoną z krótkofalowców znających całokształt problematyki PZK i znających równocześnie zasady procesu legislacyjnego. Statut powinien uwzględniać aktualne stosunki społeczno-polityczne oraz rolę i miejsce PZK w realizacji zadań nakreślonych przez VIII Zjazd PZPR dla organizacji społecznych.

9. Czynić dalsze starania w kierunku zmiany instrukcji PIR i innych przepisów – zgodnie z potrzebami ruchu krótkofalarskiego, w oparciu o przywileje Polskiego Związku Krótkofalowców zawarte w rozporządzeniu Rady Ministrów z dnia 23 lipca 1963 r.

10. Kontynuować starania o udział radiooperatorów-krótkofalowców w wyprawach naukowych i sportowych, a także organizować własne wyprawy.

11. Kontynuować starania zmierzające do rozszerzenia uprawnień krótkofalowców polskich o nowe typy emisji i systemy wymiany korespondencji, o nowe pasma amatorskie oraz możliwość pracy przenośnej, przewoźnej i ruchomej. Uprawnienia te, a także rozszerzenie na teren kraju, za pośrednictwem sieci przemienników, systemu łączności UKF-FM, będą szczególnie przydatne w aspekcie rozwijającej się współpracy z Inspektoratem Obrony Cywilnej, w tym – proponowanego specjalistycznego klubu PZK Radiokomunikacyjnej Ochotniczej Służby Amatorskiej.

12. Uzyskać w jak najkrótszym czasie odpowiednie zezwolenia i uruchomić przy ZG PZK placówkę gospodarczo-produkcyjną, z zadaniem wytwarzania podzespołów, elementów i urządzeń dla krótkofalowców.

13. Zainicjować produkcję przez przemysł krajowy popularnego i ogólnie dostępnego sprzętu krótkofalarskiego dla coraz liczniejszej rzeszy młodych adeptów krótkofalarstwa, a także czynić starania o rozpoczęcie importu pewnych typów urządzeń krótkofalarskich.

14. Prowadzić i rozwijać dotychczasową działalność zaopatrzeniową ZG PZK w postaci pozyskiwania i rozprowadzania urządzeń, przyrządów pomiarowych i podzespołów, dbając o równomierny rozdział i należyte ich wykorzystanie.

15. Opracować i wprowadzić w życie nowe przepisy odnośnie gospodarki materiałowo-sprzętowej w PZK.

16. Popierać i stymulować indywidualną i zespołową twórczość techniczną w zakresie opracowywania i popularyzacji układów krótkofalarskich, opartych głównie na dostępnych w kraju podzespołach, przez:
a) organizowanie prelekcji i konferencji technicznych,
b) organizowanie konkursów technicznych i wystaw twórczości krótkofalarskiej,
c) publikowanie najlepszych opracowań i referatów technicznych w Biuletynie PZK, „Radioelektroniku" i wydawnictwach nieperiodycznych,
d) utrzymywanie ścisłego kontaktu z Redakcją Książek Elektroniki i Telekomunikacji WKŁ, proponowanie najbardziej potrzebnych tematów, opiniowanie zamierzeń wydawniczych w dziedzinie krótkofalarstwa,
e) udzielanie szczególnej pomocy tym zespołom i konstruktorom, których działalność będzie się przyczyniać do rozwiązywania nowych problemów technicznych z zakresu radiokomunikacji amatorskiej.

17. Dążyć w czasie trwania najbliższej kadencji, we współpracy z zainteresowanymi instytucjami, do wydania przepisów i norm państwowych określających parametry techniczne sprzętu elektronicznego w aspekcie kompatybilności elektromagnetycznej.

18. Wystąpić do ministra Administracji, Gospodarki Komunalnej i Ochrony Środowiska o wydanie jednoznacznych zarządzeń, określających prawa i obowiązki krótkofalowców w zakresie instalacji anten.

19. Uaktywnić we wszystkich Oddziałach PZK Komisje Eterowe, stworzyć im podstawy właściwego działania w trosce o poprawną pracę operatorów w eterze i o dobry stan techniczny amatorskich urządzeń nadawczych – w porozumieniu i bieżącym współdziałaniu z PIR.

20. Uzyskać zwiększenie dotacji budżetowych dla PZK w celu zatrudnienia w każdym ZOW PZK pracownika przynajmniej na pół etatu, a także w jak najkrótszym czasie usprawnić działalność Biura ZG PZK, pod kątem zapewnienia fachowej obsługi poszczególnych kierunków działania Związku.

21. Czynić starania o poprawę warunków lokalowych klubów, Oddziałów Wojewódzkich, a także – dla zapewnienia prawidłowej pracy centralnych organów PZK i poprawy obsługi ogółu członków – doprowadzić do uzyskania nowego – odpowiadającego randze PZK, lokalu dla Zarządu Głównego.

22. Dla pełniejszego wykorzystania biblioteki technicznej ZG PZK, poczynić starania o uzyskanie kserografu do wykonywania kopii z książek i czasopism technicznych.

23. Przywrócić tytuł i funkcję Sekretarza Generalnego Związku, przyznawaną członkowi ZG PZK z wyboru, jako odpowiadającą obecnej pozycji i prestiżowi PZK. Uwzględnić powyższe w projekcie nowego statutu PZK.

NA PASMACH

● Dla upamiętnienia złotego jubileuszu PZK uruchomiono w Bydgoszczy z okazji odbywającego się tam Plenum ZG PZK okolicznościową stację SR5ØPZK. Od 20 lutego br. do maja br. nawiązała ona około 20 tys. QSO. Od 2 maja pałeczkę sztafety

przejął Chorzów, a zainstalowana w tamtejszym Ośrodku Harcerskim ZHP okolicznościowa stacja pracująca pod znakiem SP5ØPZK zrealizowała setki dalszych łączności. Praca tej stacji związana była z VIII Krajowym Zjazdem PZK, jaki obradował w tym czasie w Chorzowie.

● Wyprawa-gigant na wyspy Ogasawara i inne korzystające ze znaku JD1 została wiosną br. zrealizowana tylko częściowo. Większość operatorów wyprawy wybiera się na wyspy dopiero w październiku br. Krótkofalowcy japońscy postawili sobie za cel uczynić znak JD1 dostępnym dla wszystkich krótkofalowców świata. Należy dodać, że znak narodowościowy JD obejmuje trzy różne kraje do DXCC. Są to wyspy Ogasawara, Minami Torishima oraz Okino-Tori-shima. Wyprawa wzbudza ogromne zainteresowanie wśród licznych rzesz krótkofalowców świata i to tym większe, że po zakończeniu wyprawy niektóre z tych wysp mają być skreślone z oficjalnej listy DXCC. Stacje wyprawy będą nadawać na wszystkich pasmach KF emisjami CW i SSB.

● Okazuje się, że do najtrudniej osiągalnych na pasmach amatorskich krajów należy ostatnio Albania. Awizowaną wiosną br. wyprawę DL7FT do Albanii odwołano. Nic nie wskazuje na to, aby znak ZA był dostępny w najbliższej przyszłości na pasmach amatorskich.

● Kol. Ryszard SP2IW z Bydgoszczy wyjechał wiosną br. do Iraku, skąd będzie czynił starania o uzyskanie licencji czasowej. Szanse są jednak małe, gdyż tamtejsze władze zdecydowanie odmawiają obcokrajowcom wydawania licencji, nawet na krótki okres czasu. SP2IW projektuje odwiedzić radioklub YI1BGD w Bagdadzie, skąd – być może – da się usłyszeć.

● Nieco łatwiej z wydawaniem licencji dla obcokrajowców przedstawia się sprawa w Libii, chociaż i tam przed ewentualnym petentem piętrzą się ogromne trudności. Poczynając od wiosny br. z Libii nadaje G3JKI/5A/M, słyszany najczęściej na fonii SSB w pasmie 14 MHz. Posiada on mały transceiver zainstalowany w samochodzie.

● Liczba licencji nadawczych wydanych w Japonii wynosi obecnie pół miliona. Biorąc pod uwagę liczbę mieszkańców oznacza to, że co dwusetny obywatel tego kraju jest licencjonowanym nadawcą. Dalszych parę setek tysięcy jest nasłuchowcami.

● Nasz SP DX Klub może poszczycić się nielada sukcesem. Oto wpis na listę honorową uzyskało już 67 polskich nadawców, członków rzeczywistych SP DX Klubu. Jak wiadomo, wpis na listę honorową można uzyskać po przedstawieniu dowodów potwierdzających dwustronne łączności z co najmniej 200 krajami świata.

● Ogromne zainteresowanie krótkofalowców całego świata towarzyszyło wyprawie kalifornijskiego nadawcy K6LPL na wyspę Palmyra oraz na Kingman Reef. Przyczyną tego był m. in. fakt, że wyspa Palmyra ma już być wkrótce skreślona z listy DXCC, gdyż będzie praktycznie nieosiągalna wobec deportacji miejscowej ludności i zamienienia wyspy na składowisko odpadków radioaktywnych. Z Palmyry K6LPL nadawał pod znakiem K6LPL/KH5, zaś z Kingman Reef pod znakiem K6LPL/KH5K. W dalszych wojażach K6LPL odwiedził nie mniej rzadko reprezentowaną na pasmach amatorskich wyspę Johnston, z której nadawał pod znakiem K6LPL/KH3. Warto jednak dodać, że K6LPL na tej wyspie zostawił całe posiadane urządzenie, pragnąc w ten sposób ułatwić aktywność swoim następcom. Dochodzą wieści, że już jesienią br. wyspa Johnston będzie dostępna ponownie, a to dzięki wyprawie innego operatora z W6.

● Nareszcie po wielu latach oczekiwania, na honorowej liście DXCC, tzw. „honor roll" znalazły się pierwsze polskie znaki, wchodząc w ten sposób do ścisłej czołówki światowej. I tak, SP7HT figuruje na liście „honor roll DXCC" ze stanem 332 (329), natomiast SP3DOI ze stanem 330 (327). W trakcie załatwiania formalności znajduje się trzeci nadawca SP9AI ze stanem 315 (320). SP9AI może pochwalić się jeszcze innym sukcesem. Otóż w światowym współzatownidctwie WPX ma on najlepszą spośród uczestniczących stacji polskich lokatę: 1200 znaków. Gratulujemy!

Coraz większą popularnością cieszą się „Krótkofalarskie Dni Aktywności o Puchar Naczelnika Miasta Jarosławia". Przyczyną sukcesu jest m. in. interesująco opracowany regulamin, wnoszący zgoła nowe zasady punktacji. Wprawdzie największą liczbę punktów, gdyż 25, przynoszą łączności ze stacjami organizatora, to jednak 20 pkt. daje łączność z każdym trzykrotnym uczestnikiem spotkań krótkofalowców w Jarosławiu, 15 pkt. z uczestnikiem dwukrotnym i 10 pkt. z takim nadawcą, który co najmniej jeden raz brał udział w jarosławskich spotkaniach. Najbliższe doroczne spotkanie odbędzie się już w sierpniu br. Na liście stacji, z którymi łączności są punktowane (w br. od 4 do 11 maja, pasmo wyłącznie 3,5 MHz, emisja dowolna) poza znakami kilkudziesięciu stacji polskich, znajduje się 10 stacji z OK i 2 z UC2.

● Do prawdziwych rarytasów należy zaliczyć bardzo aktywnie ostatnio nadającą stację 3B6CD z wyspy Agalega na Oceanie Indyjskim. Słyszana jest na wyższych pasmach KF w godzinach popołudniowych, przeważnie na fonii SSB.

● Już wkrótce będziemy mogli usłyszeć naszych operatorów z odległego i ciągle znajdującego się w okowach lodu Spitsbergenu. Wybiera się tam kolejna polska wyprawa naukowa z udziałem m. in. SP2EFU i SP2BMX, którzy na Spitsbergenie będą łamali swoje znaki przez JW. W latach poprzednich wielokrotnie przebywał tam polski naukowiec Piotr SP2EFU. Wprawdzie w najbliższej wyprawie będzie on również brał udział, jednak zajęcia naukowe uniemożliwią jego większą aktywność na pasmach amatorskich. Z tych względów w sukurs przyjdzie SP2BMX, którego znane zdolności operatorskie i zamiłowanie do krótkofalarstwa pozwalają żywić nadzieję, że łączności z Spitsbergenem nie nastręczą większych trudności licznym stacjom polskim.

● Na jesieni br. wyruszy na Antarktydę nowa załoga, w skład której wejdzie SP2ESH, a być może również SP2BHZ, który już poprzednio przebywał na Antarktydzie jako operator HFØ-POL. Nowa ekipa zmieni załogę w polskiej stacji antarktycznej na King George. Warto jednak pamiętać, że najlepsza słyszalność stacji polskich na Antarktydzie wypada w pasmie 3,5 MHz w godzinach nocnych i nad ranem.

● Coraz większym zainteresowaniem cieszą się „Leszczyńskie Polne Dni". Tegoroczne odbędą się 20 i 21 września (do godz. 18^{00} w niedzielę), przy czym stacje woj. leszczyńskiego będą nadawać z pałacyków, zamków i innych obiektów o znaczeniu zabytkowym lub historycznym; wszystko to w porozumieniu z właściwą Komisją Ochrony Zabytków. Pierwszy „Leszczyński Polny Dzień" był poświęcony wiatrakom, drugi zaś szkołom, a to w związku z Międzynarodowym Rokiem Dziecka w 1979 r. Obecny, trzeci już z kolei „Polny Dzień" zapowiada się więc bardzo interesująco.

SP8HR

PRZED PIĘĆDZIESIĘCIU LATY

Krótkofalowiec Polski nr 7 z roku 1930 donosi:

■ Dyrekcja Międzynarodowej Wystawy Komunikacji i Turystyki w Poznaniu oceniając należycie rozwój i propagandę krótkofalarstwa Polskiego, w ścisłym porozumieniu z Zarządem głównym P.Z.K. oraz z Zarządem Okręgu Zachodnio-Polskiego (Poznańskiego) udzieliła bezpłatnie ubikacji o wymiarach około 300 metrów kwadr. w pawilonie radiotechnicznym w celu wykorzystania tejże jako terenu wystawowego dla działu fal krótkich. Okręg Zachodnio-Polski zwraca się z gorącym apelem do wszystkich krótkofalowców o zgłaszanie eksponatów w postaci: nadajników, odbiorników, falomierzy, zbiorów kart, wykresów, map itd., za pośrednictwem miejscowych Okręgów lub wprost pod

adresem sekretarza: kpt. pil. Marjan Burchard, Poznań, ul. Kwiatowa 5. Za eksponaty będą wydawane dyplomy i odznaczenia rządowe. Zjazd Krótkofalowców połączony z obchodem 5-ciolecia krótkofalarstwa w Polsce odbędzie się 3, 4 i 5 sierpnia r.b. w Poznaniu, w związku z tem uprasza się o nadsyłanie do sekretariatu pisemnego zgłoszenia swego udziału w Zjeździe.

■ Dnia 11 maja 1930 r. odbyło się Walne Zgromadzenie Wileńskiego Klubu Krótkofalowców. Program prac na rok następny został naszkicowany przez szereg mówców. Obejmuje on: budowę własnej stacji nadawczo-odbiorczej, zorganizowanie laboratorium radiowego, uczestnictwo w projektowanej wystawie radiowej, kurs Morse'a dla miejskiej straży ogniowej, kurs Morse'a dla młodzieży szkolnej i ogółu, organizowanie odczytów pojedyńczych i cyklowych z radjotechniki, a szczególnie z elektrotechniki ogólnej dla podniesienia wiedzy młodych krótkofalowców. Uznając doniosłość propagowania krótkofalarstwa wśród radjosłuchaczy Walne Zgromadzenie uchwaliło przystąpienie WKK, jako jednostki, do Wileńskiego Stowarzyszenia Radjosłuchaczy. Walne Zgromadzenie w uznaniu zasług w dziedzinie radjo a w szczególności dla krótkofalarstwa, przez aklamację powołało na członków honorowych: p. Generała Brygady Henryka Krok-Paszkowskiego, p. Dyrektora Zakładów Philipsa w Warszawie F. Walterscheida i p. Jana Ziembickiego, Sekretarza Lwowskiego Klubu Krótkofalowców.

■ W dniach 7, 8, 14, 15, 21, 22, 28 i 29 czerwca odbyły się międzynarodowe próby na fali 10 m. Rezultaty wedle dotychczasowych wiadomości bardzo ciekawe. Niemniej nie udało się żadnemu amatorowi pracować na 10 m z wszystkimi kontynentami. W wyniku prób zanotować należy znaczny wzrost czynności nadawców pracujących na 28 mc., zwłaszcza w Stanach Zjednoczonych i Anglii.

■ Ekspedycja L.K.K. w Karpaty Wschodnie jest pierwszą na tą skalę urządzoną imprezą w Europie. Celem ekspedycji jest badanie rozchodzenia się fal radjowych na wysokości rzędu 2000 m.n.p.m. Czas trwania uchwalono na jeden miesiąc. W programie badań znajduje się: odbiór fal wszystkich pasów z uwzględnieniem odległości od stacji nadawczej oraz warunków meteorologicznych; rozchodzenie się emisyj stacji krótkofalowej (fale od 3 do 200 m) ze szczególnym uwzględnieniem zasięgu bezpośredniego oraz martwych stref w różnych warunkach meteorologicznych i przy różnych antenach nadawczych; zachowanie się fal ultrakrótkich w terenie górskim z uwzględnieniem zjawisk załamania i odbicia fal, nadawania kierunkowego i t.d. Ekspedycja zabiera ze sobą: dwa nadajniki krótkofalowe, stały (SP3LK) 100 watt i przenośny (SP3LW) 20 watt, dwa nadajniki ultrakrótkofalowe, odbiornik uniwersalny „Philipsa" typ 2802, dwa normalne odbiorniki krótkofalowe (10 do 200 m), dwa odbiorniki ultrakrótkofalowe (3 do 5 m). Pozatem generator 440 volt do 1,5 kW do oświetlenia i zasilania nadajnika, generator 200 watt prądu zmiennego 1 lub 3 fazowego (również do zasilania nadajników) dający także 50 V dc do ładowania akumulatorów, stację akumulatorową 400 V i komplet akumulatorów oraz anodówek do aparatów stałych i przenośnych, motor benzynowy 2 HP przeznaczony do pracy ciągłej, wraz z zapasem paliwa i smarów, kompletne laboratorjum elektro i radjotechniczne, lokalną sieć oświetleniową wraz z wyposażeniem elektrowni, sieć telefoniczną i sygnalizacyjną dzwonkową, znaczną ilość materjałów antenowych, części zapasowe, narzędzia, ekwipunek saperski i nowoczesny obozowy, przybory kuchenne, żywność, aparaty kinematograficzne, stację meteorologiczną z przyrządami samopiszącemi i t.d.

■ Stacja SP3KX (Poznań) uzyskała ostatnio licencję z Ministerstwa Poczt i Telegrafów, z prawem używania znaku SP1KX.

■ Komunikat biura QSL: w czerwcu przekazano ogółem 3269 kart, w tem 1903 z kraju i 1366 z zagranicy dla krajowych hams. Stacje SRI, SP1JL, SP1SL, SP1UL, SP1OH, SP1 RK, SP1YY, SP1YF, SP3RB, SP3NF, SP3JM, SP3HW, SP3WP – są proszone o podjęcie nadesłanych do nich kart QSL. W razie niepodjęcia kart do 15 września b.r. zostaną one zwrócone biurom zagranicznym.

■ Amerykanin W3AVK odbywa obecnie podróż naokoło świata, którą postanowił zakończyć za 10 miesięcy. W3AVK przebywa obecnie w Europie i odwiedza krótkofalowców wszystkich państw. W3AVK dla uzyskania bezpłatnego przejazdu okrętami przyjmuje posadę majtka i w ten sposób odrabia cenę przejazdu.

■ Straszna zemsta! Z Waikiki (U.S.A.) donoszą, że rozwcieczony tłum tamtejszych krótkofalowców powiesił pewnego niepoprawnego a wielce dokuczliwego acowca na suchej gałęzi kaktusa! Cieszy nas, że u nas podobny incydent nie może mieć miejsca, gdyż jak wiadomo, u nas acowców już niema nawet na lekarstwo.

(od redakcji: „acowcami" nazywano przed laty nadawców, zasilających anody nadajników niewyprostowanym napięciem zmiennym – „ac" od alternated current. Jaki był ton takich nadajników – można się domyślić!)

(Wybrał SP5HS)

Sprostowanie i uzupełnienie Regulaminu Zawodów Regionalnych opublikowanych w nrze 9/1979 „Re" (str. 228–229)

Zawody VHF odbędą się 6 i 7 września 1980 r.
Zawody VHF/SHF odbędą się 4 i 5 października 1980 r.
Zawody „Marconi Contest" odbędą się 1 i 2 listopada, tylko telegrafią i tylko w pasmie 144 MHz.

Odnośnie punktów 8, 12 i uwag objaśniających regulamin, organizatorzy zaznaczają, że nie jest już potrzebna „karta kwalifikacyjna". Wystarczy wypełnić nagłówek pierwszego arkusza dziennika zawodów według tego wzoru, jaki obowiązuje dotychczas. Natomiast ważne jest, aby dzienniki zawodów sporządzano na obowiązujących arkuszach. Sporządzenie dzienników na innych arkuszach powoduje nieuchronną dyskwalifikację. O tym zawodnicy powinni pamiętać!

SP6XA

SP6ABA WŚRÓD ZDOBYWCÓW MOUNT EVEREST

Człowiek chce być wszędzie. Nieposkromiona chęć poznania nowego pcha go w najbardziej egzotyczne i najtrudniej dostępne zakamarki świata. Nawet eksploracja kosmosu stała się człowiekowi dziedziną jakże bliską. Krótkofalowiec, jak każdy człowiek, nie jest wolny od tych emocjonalnych aspiracji, chociaż dochodzi rzecz nowa: pragnie swoją wiedzą i nabytym w ciągu długich lat doświadczeniem przy konstrukcji czy obsłudze własnej radiostacji amatorskiej pomóc innym, zwłaszcza tym, dla których zagadnienie łączności radiowej jest dziedziną nową.

Taka jest, ogólnie rzecz biorąc, geneza setek i tysięcy przypadków nieocenionej wręcz pomocy krótkofalowców, którzy z pełnym poświęceniem, nie bacząc na własny los, ratowali życie ludzkie od niechybnej zguby.

Kiedy kilkanaście lat temu potężne trzęsienie ziemi obróciło w gruzy jugosłowiańskie miasto Skopje, cały świat dowiedział się o tym tragicznym fakcie za pośrednictwem małej amatorskiej radiostacji jugosłowiańskiej. No dobrze – ktoś powie – a co się stało z tamtejszymi radiostacjami urzędowymi? Odpowiedź jest prosta, a wymowa faktów jednoznaczna: podział pracy na radiostacjach urzędowych nie zawsze, a już szczególnie w czasie kataklizmu, pozwala na szybką ich naprawę. Natomiast krótkofalowiec jest w jednej osobie wszystkim: konstruktorem, a więc nie tylko projektodawcą, ale i wykonawcą, operatorem, a w razie potrzeby potrafi brakujące części zastąpić innymi, odpowiednio do tego celu przerabiając je lub adaptując. W tym tkwi bezkonkurencyjna przewaga krótkofalowca nad profesjonalistami o wąskich specjalnościach.

Pomysł zaangażowania krótkofalowca do składu naszej wyprawy wysokogórskiej, która zimą 1980 r. miała zdobyć najwyższy szczyt świata, niebotyczny Mt. Everest w Himalajach, nie zrodził się nagle. Nasza wyprawa miała go zdobyć zimą, a więc po raz pierwszy w historii wypraw o takiej porze roku, na tych wysokościach niezwykle ciężkiej, zdawać by się mogło przekraczającej ludzką wytrzymałość. Zagadnienie łączności radiowej było sprawą niesłychanie ważną, z czego kierownictwo wyprawy zdawało sobie sprawę. Szczupły skład wyprawy nie pozwalał na zaangażowanie kilku łącznościowców. Decyzja była krótka: będzie nim jedna osoba i tylko krótkofalowiec. Wybór padł na Bogdana SP6ABA z Wrocławia.

Nie pora tu opowiadać o podróży naszej ekipy wysokogórskiej z Polski do egzotycznego himalajskiego państewka Nepal, w granicach którego znajduje się Mount Everest. Mieszkańcy Nepalu nie bez racji nazywają swój kraj dachem świata. Po przybyciu na miejsce Bogdan SP6ABA odwiedził miejscowego krótkofalowca nazwiskiem Moran, pracującego bardzo aktywnie pod znakiem 9N1MM. Właściwie jest on jedynym krótkofalowcem w Nepalu, krótkofalarstwo bowiem znajduje się tam w powijakach. Czasem, ale bardzo rzadko, uda się zagranicznemu turyście, a równocześnie krótkofalowcowi, zawadzić o Nepal. Nie zawsze jednak udaje się uzyskać czasową licencję. Wówczas uprzejmy i zawsze uczynny Moran 9N1MM, jak przystało na prawdziwego krótkofalowca, służy radą i pomocą, a nawet udostępnia swoją stację.

Bogdan SP6ABA liczył na to, że otrzyma tam czasową licencję i będzie mógł w wolnych chwilach, chociaż było ich bardzo mało, nadawać na pasmach amatorskich. Nie wiedział jednak, że władze nepalskie odmawiają licencji amatorskich wszystkim uczestnikom wypraw wysokogórskich. Zezwolenie na wewnątrzkrajową łączność radiową w ramach potrzeb wyprawy zostało wprawdzie przez tamtejsze władze wydane, ale zawsze to nie licencja amatorska.

Po krótkim pobycie w Kathmandu – stolicy kraju, uczestnicy wyprawy przystąpili do szturmu na Mt. Everest. Założony został pierwszy obóz, wkrótce potem, ale już znacznie wyżej obóz drugi. I wreszcie obóz dalszy, na wysokości ośmiu tysięcy m npm. Mróz dochodził do -40°C i – co gorsze – wiały huraganowe wiatry. W tych warunkach zdobycie szczytu wydaje się niepodobieństwem przekraczającym ludzkie możliwości. Czas upływa nieubłaganie, zezwolenie wydane przez władze nepalskie i obejmujące czasokres, w którym można było wejść na szczyt zbliża się do końca. Następują dramatyczne godziny oczekiwania na przedłużenie zezwolenia. Bogdan ma pełne ręce roboty. Zabrany transceiver TS 520 działa niezawodnie i zapewnia łączność ze stolicą Nepalu, a tym samym z naszą placówką dyplomatyczną. Ale działa również łączność między obozami prowadzona za pomocą radiotelefonów krajowej produkcji pn. „Klimek". Opracowane i wykonane przez warszawskiego krótkofalowca SP5FM okazały się bezkonkurencyjne w niesłychanie ciężkich warunkach wyprawy (nie tylko atmosferycznych).

Oto jak relacjonuje końcowy fragment walki o szczyt jego zdobywca Krzysztof Wielicki: „W górach nie ma miejsca na patos. Jest tylko walka. Potrzebna jest absolutna koncentracja na tym, co się robi. Gdy już byliśmy na szczycie, włączyliśmy nasze «Klimki»".

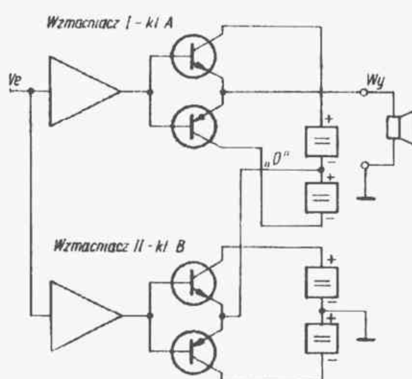
A drugi zdobywca Mt. Everest dodaje: „Wchodziliśmy 7,5 godziny. Schodziliśmy nieco ponad 6 godzin, ale to było o wiele gorsze. Myśleliśmy o jednym: czy stoi namiot na Przełęczy Południowej. Przecież huragan mógł go z łatwością zdmuchnąć. A wtedy byłby to naprawdę koniec".

Dzięki sprawnie działającej łączności radiowej uratowane zostało w tej wyprawie niejedno życie ludzkie. Jako przykład może służyć zwichnięty bark Krzysztofa Żurka, uczestnika wyprawy. Wypadek ten nastąpił powyżej obozu drugiego, a więc na tak dużej wysokości, że bezpośrednia pomoc lekarza wyprawy okazała się niemożliwa. Jedynym wyjściem była pomoc drogą radiową, a więc instrukcja lekarza przekazana „Klimkami" do kolegi towarzyszącego Żurkowi. „Połóż Krzyśka na ziemi – brzmiała rada lekarza. Zdejmij jeden but, włóż swoją stopę pod pachę i ciągnij za nadgarstek tak długo, aż chrupnie". Już za drugim pociągnięciem „chrupnęło". Dzięki temu Krzysztof Żurek uniknął operacji, która zresztą w warunkach wysokogórskich trudna była do zrealizowania.

SP8HR

Wzmacniacz Hi-Fi nowej klasy – *cd. z str. 202*

Struktura wzmacniacza klasy A+ jest przedstawiona na rysunku. Składa się on z dwóch wzmacniaczy. Wzmacniacz I połączony bezpośrednio z zespołem głośnikowym pracuje w klasie A. Wzmacniacz II pracujący w klasie B jest połączony z środkiem (tzw. punkt „0") zasilaczy wzmacniacza I. Oba wzmacniacze są sterowane tym samym sygnałem i pracują ściśle synchronicznie. Napięcie punktu „0" zasilacza wzmacniacza I „podąża" więc za przebiegiem sygnału, zmieniając swą wartość odpowiednio do amplitudy sygnału. Dzięki temu w wzmacniaczu I nie następuje efekt zatkania jednego z tranzystorów, a moc oddawana do obciążenia jest znacznie większa niż możliwa do uzyskania ze zwyczajnego wzmacniacza klasy A. Całkowita sprawność układu jest tylko niewiele mniejsza niż w przypadku wzmacniaczy klasy B.



Schemat strukturalny wzmacniacza klasy A

Firma „Technics" wyprodukowała wzmacniacz typu SE-A1 o mocy 2 × × 350 W skonstruowany przy wykorzystaniu opisanej wyżej zasady pracy. Ma on znakomite parametry: współczynnik zawartości harmonicznych w zakresie 20...20 000 Hz wynosi zaledwie 0,003%, a w zakresie 5 Hz...100 kHz jest mniejszy niż 0,01%.

R.T.

(Na podstawie „Funkschau" nr 20/1979 r.)

UPROSZCZENIE WZMACNIACZY PA1801 i PA2801

GRZEGORZ POMEĆKO

Wielu użytkowników narzeka na duże szumy i wrażliwość na zakłócenia wzmacniaczy stereofonicznych PA1801 i PA2801 produkcji zakładów UNITRA-FONICA.

Schematy ideowe obu typów wzmacniaczy są jednakowe, a różnica występuje jedynie w mocy zasilaczy. Analizując schemat wzmacniacza zauważyłem, że sygnał z gniazd służących do przyłączenia: tunera, gramofonu z wkładką krystaliczną i magnetofonu jest obniżany za pomocą dzielników wejściowych, pięciokrotnie (14 dB). W celu uzyskania odpowiedniego napięcia do wysterowania wzmacniacza mocy pierwszy i drugi człon wzmocnienia napięciowego wzmacniają sygnał łącznie o 58 dB (800 V/V). Po usunięciu dzielników wejściowych wymagane wzmocnienie napięciowe jest mniejsze o 14 dB i wynosi 44 dB (160 V/V). Można zatem uprościć schemat wzmacniaczy napięciowych stosując układy jednostopniowe zamiast dwustopniowych.

Wzmocnienie wzmacniacza korekcyjnego dla gramofonu magnetycznego wystarczyło zwiększyć o 10 dB, ponieważ czułość tego wejścia po przeróbce wynosi 5 mV, co jest wartością wystarczającą.

Wykaz wprowadzonych zmian (dla kanału lewego) podano w poniższym zestawieniu (zwarty – oznacza, że element usunięto, a punkty lutownicze połączono drutem srebrzonym).

Element	Przed zmianą	Po zmianie
T104	BC149B	zwarty
T105	BC148B	BC149B
T106	BC149B	zwarty
T107	BC148B	BC149
R10J	2,4 kΩ	820 Ω
R108	560 kΩ	2,2 MΩ
R109	470 kΩ	2,2 MΩ
R112	220 kΩ	usunięty
R113	2,2 kΩ	usunięty
R114	56 kΩ	usunięty
R115	22 kΩ	1,2 MΩ
R116	470 Ω	zwarty
R118	120 Ω	1 kΩ
R119	1,8 kΩ	3,9 kΩ
R125	100 kΩ	usunięty
R126	820 Ω	usunięty
R127	180 kΩ	usunięty
R128	68 lΩ	4,7 MΩ
R129	1 kΩ	usunięty
R130	1,8 kΩ	usunięty
R155	36 kΩ	zwarty
R156	9,1 kΩ	usunięty
R157	820 kΩ	zwarty
R159	120 kΩ	zwarty
R161	47 kΩ	470 kΩ
C108	100 µF	usunięty
C116	100 nF	220 nF
C117	47 µF	zwarty

Od czasu dokonania podanych zmian w połowie 1978 r. wzmacniacz działa bardzo dobrze. Pasmo przenoszenia i zniekształcenia nieliniowe nie uległy pogorszeniu, jedynie wejściowe napięcie przesterowania zmniejszyło się z 3 V do 1,8 V. Szumy są ledwie słyszalne w głośniku nawet przy potencjometrze głośności ustawionym na maksimum, a zakłócenia w postaci zakłócającego odbioru stacji radiowych w ogóle nie występują.
Należy dodać, że do wykonania całej przeróbki potrzeba 12 nowych elementów, a odzyskuje się 4 tranzystory, 36 rezystorów i kilka kondensatorów, które można użyć do innych celów.

Grzegorz Pomećko

OD REDAKCJI
Schemat wzmacniacza PA1801 był zamieszczony w nr 9/1978 RiK. W schemacie tym oznaczenia elementów odpowiadają oznaczeniom podanym przez autora w zestawieniu. Warto zwrócić uwagę na to, że autor stosuje bardzo duże rezystancje w bazach tranzystorów i zamienia układy dwu stopni na mniej stabilne termicznie. Warunki pracy tych stopni powinny być więc starannie dobierane indywidualnie w każdym przypadku.

ROZWÓJ KLUBÓW Hi-Fi

Wiosną 1976 r. powstały z inicjatywy fonoamatorów i dziennikarzy Kluby HI-Fi: w Stołecznym Domu Kultury Nauczyciela w Warszawie oraz przy Spółdzielni Mieszkaniowej „Zjednoczenie" w Bydgoszczy. Działalność tych klubów i ich kontakty z prasą, radiem, telewizją, a także z Centralnym Ośrodkiem Metodyki Upowszechnienia Kultury doprowadziła do powstania tego typu klubów w całej Polsce, m.in. w Skierniewicach (w Wojewódzkim Domu Kultury), w Tczewie (w Wojewódzkim Domu Kultury), Gdańsku-Oliwie (przy Spółdzielni Mieszkaniowej „Osiedle Młodych"), w Elblągu (w Wojewódzkim Ośrodku Kultury), w Siedlcach (w Centrum Kultury i Sztuki), w Olsztynie (w Oddziale Wojewódzkim NOT), w Bielsku Białej, w Tarnowie i Częstochowie.
Trudno jest ustalić dokładną liczbę Klubów HI-Fi w całej Polsce, gdyż wiele z nich jest w trakcie organizowania się, niektóre zaś przestały aktywnie działać.
W grudniu ub.r. grupa działaczy i współzałożycieli Klubu Hi-Fi przy Stołecznym Domu Kultury w Warszawie postanowiła założyć drugi klub. Klub ten powstał w Klubie Międzynarodowej Prasy i Książki „Ściana Wschodnia" i organizuje raz w miesiącu ogólnodostępne, szeroko rozpropagowane spotkania z wykonawcami, kompozytorami, krytykami muzycznymi, a także przedstawicielami fonografii, przemysłu elektronicznego, radia i telewizji. W czytelni KMPiK zgromadzono katalogi, prospekty, pisma krajowe i zagraniczne związane tematycznie ze słuchaniem muzyki, z użytkowaniem środków audiowizualnych.
Dzięki nawiązaniu współpracy z dyrekcją Domów Towarowych „Centrum" (siedziba klubu mieści się w DT „Junior") możliwe było wprowadzenie dyżurów członków klubów Hi-Fi na stoisku ze sprzętem elektronicznym w DT „Junior" (Studio-Stereo II p.) W każdy wtorek (oprócz pierwszych wtorków miesiąca, zarezerwowanych zwykle na spotkania ogólne) w godz. 17.00–19.00 członkowie Klubu udzielają porad, prezentują katalogi, organizują w Studio Odsłuchowym demonstracje sprzętu i odsłuch najnowszych płyt i kaset. Spotkania te cieszą się dużą popularnością.
W współpracy z tygodnikiem „Radio i Telewizja", „Kurierem Polskim" oraz audycją radiową „Łowcy dźwięków" dokonano oceny radioodbiorników stereofonicznych, zaś obecnie rozpoczęto ocenę magnetofonów. Prowadzona jest również regularnie ocena płyt i kaset.
Klub Hi-Fi w Bydgoszczy prowadzi podobną akcję wraz z „Ilustrowanym Kurierem Polskim" oraz Rozgłośnią PRiTV.
Oprócz stałych pozycji prasowych w tyg. „RiTV" oraz w „Kurierze Polskim" (dodatek comiesięczny „Relaks" ukazujący się w pierwszą środę miesiąca) powstał odcinek pt. „Telewizyjny Klub Hi-Fi" w ramach comiesięcznej audycji „Przewodnik muzyczny" (program II).
Wiadomo, że podobne kluby zrzeszające użytkowników sprzętu audiowizualnego działają już od wielu lat za granicą, m.in. w Czechosłowacji, w Anglii i Francji.
Wszystkim Klubom Hi-Fi przyświeca zaszczytny cel szerzenia i propagowania jednego z kierunków współczesnej kultury.

(Na podstawie materiałów Klubu Hi-Fi przy KMPiK w Warszawie). L.I.

RADIOAMATOR SPRZED 30 LAT

W lipcowym numerze z 1950 roku znajdujemy m.in. takie informacje.

LIPCOWY CZYN RADIOWCÓW

W okresie poprzedzającym dzień 22 lipca, pracownicy Centralnego Urzędu Radiofonii, Państwowego Przedsiębiorstwa „Radiofonizacja Kraju", Polskiego Radia oraz członkowie S.K.R.K. samorzutnie powzięli uchwały, mające na celu uczczenie tego wielkiego święta.

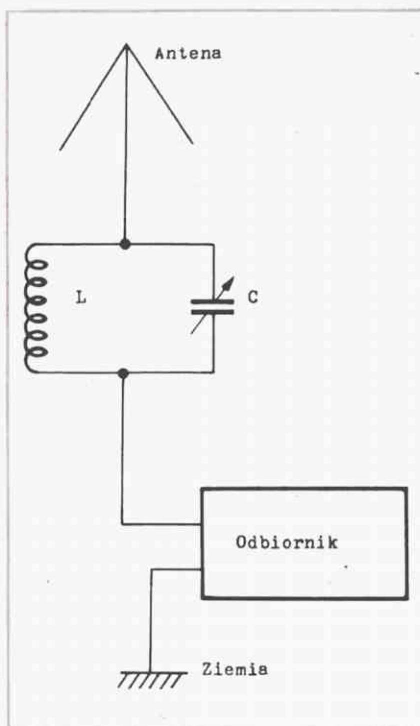
Państwowe Przedsiębiorstwo „Radiofonizacja Kraju", zajmując się eksploatacją oraz rozbudową radiofonii przewodowej, buduje w szybkim tempie nowe linie radiofoniczne. Ze względu na ścisły związek radiofonizacji z zakładaniem urządzeń elektrycznych, uchwalona przez Sejm R.P. ustawa o powszechnej elektryfikacji postawiła przed pracownikami nowe zadania. Zazwyczaj bowiem ze względów oszczędnościowych podwieszano kabel radiowęzłowy pod przewodami elektrycznymi, tak że radiofonia szła trop w trop za elektryfikacją. Do tych miejscowości, gdzie zabłysła lampa elektryczna, przybywają również ekipy radiofonizacyjne, zakładając głośniki radiowe w mieszkaniach robotniczych, chłopskich i urzędniczych.

Na 22 lipca ukończona została budowa nowej, pięknej rozgłośni Polskiego Radia w Krakowie, gdzie znalazły pomieszczenia studia radiowe i biura programowe. Zakończono również budowę wielkiego amfiteatru, z którego transmitowane będą koncerty, odbywające się pod gołym niebem. Polskie Radio uruchomiło także potężną radiostację krótkofalową – „Radiostację Pokoju" w Warszawie, która nadawać będzie audycje dla radiosłuchaczy zagranicznych, szerząc prawdę o Polsce Ludowej i niosąc wiadomości z frontu walki o pokój, o socjalizm i postęp.

UWAGI O ELIMINATORACH

Posiadacze odbiorników jedno lub dwulampowych oraz kryształkowych, mieszkający w pobliżu stacji lokalnych, skarżą się często na utrudniony odbiór Centralnej Stacji Długofalowej Warszawa I, która po zwiększeniu swojej mocy w antenie słyszalna jest na terenie całej Polski.

Chcąc umożliwić radiosłuchaczom korzystanie z dwóch programów polskich, to jest stacji lokalnej i stacji centralnej, podajemy w niniejszym artykule uwagi o eliminatorach, to jest



urządzeniach, które pozwalają na oddzielenie jednej stacji od drugiej, umożliwiając tym samym czysty odbiór obu stacji.

ŻYWY ORGANIZM – ŹRÓDŁEM ENERGII ELEKTRYCZNEJ

Na pewno zaciekawi naszych czytelników pewna przez naukę odkryta właściwość ciała ludzkiego. Nie tylko zresztą ludzkiego. Owa właściwość przejawia się mianowicie w formie procesów elektrycznych, zachodzących w żywej tkance ludzkiej, a także zwierzęcej. Śledząc istotę czynności ludzkiego ustroju – przedstawiciele medycyny praktycznej zdołali ustalić, że czynności te powodują powstawanie słabych prądów elektrycznych, które można stwierdzić przy pomocy czułych przyrządów rejestrujących napięcia w formie wykresu linii krzywej. Stwierdzono, że również w mózgu występują zmienne potencjały elektryczne. Pierwsze w tym kierunku spostrzeżenia były dokonane na mózgach królików i małp, a pierwsze zapisy napięć mózgowych otrzymano przy pomocy galwanometrów strunowych. Niebywale szybkie postępy radiotechniki, a w związku z tym dalsze jej osiągnięcia praktyczne (m.in. wzmacniacze lampowe i oscylografy) stworzyły nowe możliwości rejestrowania procesów elektrycznych w żywych tkankach mózgowych, co z kolei pozwoliło na przeprowadzenie ciekawych doświadczeń nad działalnością kory mózgowej.

Na marginesie warto jeszcze wspomnieć o niektórych organizmach żywych, wytwarzających nieporównanie silniejsze napięcia elektryczne, zdolne nawet do porażenia. Zjawisko to występuje u tzw. ryb elektrycznych, których mięśnie, wzgl. gruczoły skórne uległy przekształceniu jak gdyby w baterię ogniw galwanicznych o napięciu, które w pewnych przypadkach może osiągnąć wartość od kilkudziesięciu do kilkuset woltów. I tak na przykład: u ryb gatunku „torpedo" i „fuja" – napięcie wytwarzanego prądu dochodzi do 30 V, a suma – 220 V, u drętwy (czyli węgorza „elektrycznego") – od 300 do 450 V. Ryby te, to jakby pływające baterie ogniw, nawet stacje elektryczne, wyposażone przez naturę w zdolność wytwarzania tak znacznych napięć elektrycznych, że mogą je z powodzeniem wykorzystywać jako broń rażącą napastnika.

ODPOWIEDZI REDAKCJI

Dwie, wybrane dla przykładu odpowiedzi redakcji sygnalizują problemy, z jakimi stykali się wtedy radioamatorzy.

Antena ramowa do odbiornika kryształkowego nie nadaje się. Mimo trudności z zawieszeniem anteny zewnętrznej, trzeba ją wykonać.

Namagnesować słuchawki można pocierając mocno jej nabiegunniki dużym, silnym magnesem. Należy przy tym pamiętać, że biegun słuchawki „N" pociera się biegunem silnego magnesu „S" i na odwrót.

Książkę „ABC radioamatora" otrzymać można w księgarniach. Jeżeli w Ełku jej nie ma, to należy przez kogoś kupić ją w W-wie.

Zamiast pentody RES374 można zastosować typ AL1, który wymaga zmiany podstawki w aparacie. Lampą równoważną jest typ C443 Philipsa.

Cena zł 16.– Indeks 37404

ELŻBIETA OLSZEWSKA

12 GIER W ODBIORNIKU TELEWIZYJNYM

Gry telewizyjne spotkały się z tak ogromnym zainteresowaniem odbiorców, że ich produkcja wzrasta z roku na rok w niezwykle szybkim tempie. Na przykład przed 1976 r. sprzedano na świecie około 300 tys. telewizorów z wbudowanymi grami, a w roku 1976, łącznie z I kwartałem roku 1977, sprzedano ich już ponad 8 mln sztuk.

Atrakcyjność gier zwiększyło zastosowanie ich w odbiornikach telewizji kolorowej, czego przykładem może być opisana niżej propozycja firmy Telefunken – odbiornik telewizyjny Palcolor 8610. Jest on wyposażony w specjalizowany układ scalony wielkiej skali integracji (LSI), pięć układów scalonych CMOS i jeden scalony regulator napięcia. Zastosowany specjalizowany układ scalony AY3-8500 daje 12 kombinacji pięciu różnych gier (dwie gry z piłką dla jednej osoby, osiem gier z piłką dla dwóch osób, dwa rodzaje strzelania karabinem optycznym). Wybór gry oraz wybór prędkości poruszania się „piłki" odbywa się bezprzewodowo, przez zdalnie sterowany nadajnik promieniowania podczerwonego. Po zdalnym przełączeniu odbiornika telewizyjnego, wybiera się gry bezpośrednio przyciskiem wyboru programu. Numer gry jest wyświetlany przez wskaźnik półprzewodnikowy (wskaźnik programu).

Pełny schemat układu gier przedstawiono na rys. 1. Układ jest zasilany energią z 12 V sieci odbiornika telewizji kolorowej przez scalony układ stabilizatora 8,2 V (US3006). Jeśli wybiera się gry, to na przewodzie „Enable" pojawi się sygnał „1" (12 V). Blokuje on przez rezystor R3060 i diodę D3060 wzmacniacz częstotliwości pośredniej wizji odbiornika i przez rezystor R3111 odblokowuje tranzystor sprzęgający T3111 dla impulsów synchronizacji.

Oprócz tego sygnał z wejścia „Enable" dochodzi przez element NAND (b-US3005) oraz rezystor R3033 do nieodwracającego stopnia buforowego (US3001). Tranzystor wyjściowy tego stopnia przez diodę D3050 oraz rezystor R3050 blokuje wzmacniacz pośr.cz. fonii i łączy rezystor R3042 z masą, co powoduje wzbudzenie drgań oscylatora tranzystorowego (T3045). Wytworzone napięcie prostokątne o częstotliwości 2 MHz jest sygnałem taktującym dla wszystkich sygnałów wyjściowych układu scalonego US3000. Sygnał z elementu b US3005 uruchamia (odblokowuje) również cztery bramki (elementy NOR US3004) dla sygnałów synchronizacji i barwy.

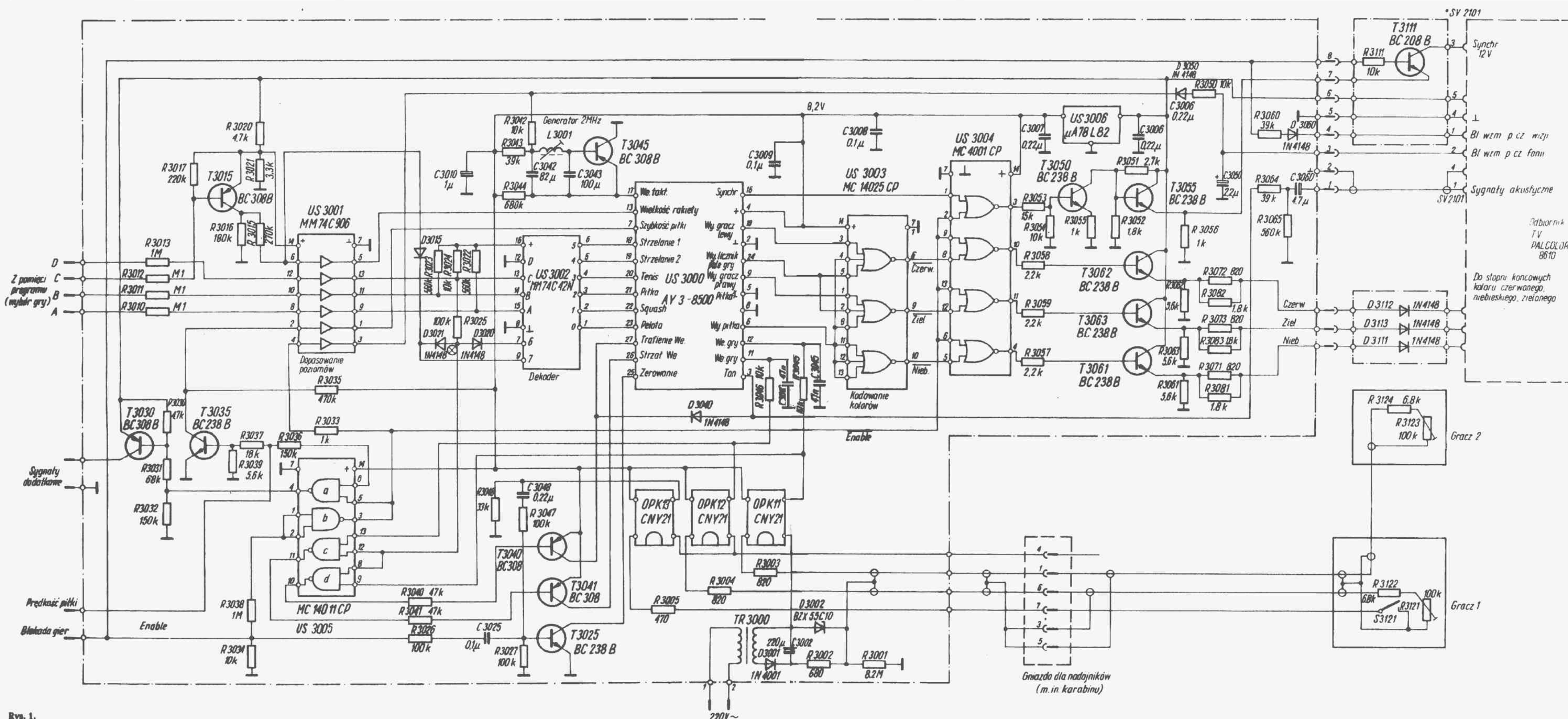
Jak wspomniano, wybór gry następuje przez zdalnie sterowany wybór przycisku programu. W tym celu wykorzystuje się wejścia A, B, C, D. Sygnały binarne doprowadzane do tych wejść przez stopnie dopasowujące poziom (T3015, US3001) oraz dekoder US3002, sterują wejściami selekcyjnymi układu US3000. Przyporządkowanie binarnym sygnałom sterującym (A, B, C, D) poszczególnych gier oraz numeru programu podano w tablicy.

Układ scalony US3001 jest zasilany napięciem o wartości około 5 V z dzielnika napięcia R3020/R3021.

Dla wszystkich gier można ustawiać dwie prędkości poruszania się „piłki" (wolno–szybko). Wyboru tego dokonuje się dwoma przyciskami nadajnika zdalnego sterowania.

Układ otrzymuje z odbiornika zdalnego sterowania na wejście „prędkość piłki" sygnał „0" (0 V = wolno) lub sygnał „1" (12 V = szybko). Sygnał ten jest odwracany przez tranzystor T3035 i przez stopień buforowy (US3001) doprowadzany do odpowiedniego wyprowadzenia układu scalonego US3000.

Oprócz opisanych sygnałów wybierających rodzaj gry i prędkość „piłki", do



Rys. 1.
Schemat układu gier



Rys. 1. Schemat odbiornika telewizyjnego NEPTUN 427, 428, 429, 629 i 630